

Beschreibung**Schaltkreis-Anordnung und Signalverarbeitungs-Vorrichtung**

5 Die Erfindung betrifft eine Schaltkreis-Anordnung sowie eine Signalverarbeitungs-Vorrichtung.

10 Im Rahmen einer automatischen Spracherkennung ist es bekannt, auf ein digitalisiertes Eingangs-Sprachsignal eine Fast Fourier Transformation (FFT) zur spektralen Analyse des Eingangs-Sprachsignals anzuwenden. Im Rahmen der automatischen Spracherkennung verwendete Merkmale werden aus dem mittels der Fast Fourier Transformation gebildeten Leistungsspektrum abgeleitet (vgl. [1]).

15 Bei einer solchen Fast Fourier Transformation wird üblicherweise ein Zeitfenster einer vorgegebenen Länge verwendet, wobei jeweils ein Teil-Signal, welches durch das jeweilige Zeitfenster repräsentiert wird, einer Fast Fourier Transformation unterzogen wird. Dies führt zu einer 20 beschränkten Frequenzauflösung und Zeitauflösung.

25 Wird, wie in der Spracherkennung üblich, nur das Leistungsspektrum und damit das Betragsspektrum des jeweiligen Teil-Signals verwendet, so ist die Zeitauflösung durch die Länge des verwendeten Zeitfensters limitiert. Diese 30 Limitation der Zeitauflösung ist ein Faktor der zu einer Begrenzung der Leistungsfähigkeit bisher bekannter Spracherkennungssysteme führt. Problematisch bei Schallverarbeitungssystemen und der Verwendung eines solchen Zeitfensters fest vorgegebener Größe ist, dass bei einer 35 Veränderung des Leistungsspektrums nach einer Rücktransformation in eine Zeitdarstellung ein Fehler gebildet wird, der auf der Endlichkeit des Zeitfensters beruht.

Gemäß alternativen Ansätzen zur automatischen Spracherkennung werden, wie in [2], [3] und [4] beschrieben, Filterbanken verwendet. Diese Filterbanken sollen Eigenschaften des Innenohres eines Menschen nachbilden.

5 Ferner ist in [5] ein Modell von inneren Haarzellen (IHZ) und dem auditorischen Nerven beschrieben, wobei die Basilarmembran nachgebildet wird unter Verwendung von unterschiedlichen Filtern und einer Kompressionseinheit sowie 10 einer Verstärkungseinheit. Weiterhin ist in [5] ein Modell eines Vesikel-Pools beschrieben.

15 Ferner ist in [6] ein Modell der Signalverarbeitung im menschlichen Gehör beschrieben, wobei gemäß diesem Modell ein akustisches Schallsignal als Eingangssignal verwendet wird. Das Eingangssignal wird analog zur Frequenz-Ort-Transformation im 20 Innenohr in mehrere Frequenzkanäle verlegt, wobei für jeden Kanal eine Halbwellen-Gleichrichtung sowie eine Tiefpassfilterung und eine Adaption zur Verstärkung plötzlicher Änderungen im Eingangssignal und zur Dämpfung zeitlich im Wesentlichen konstanter Komponenten des Eingangssignals vorgesehen sind.

25 In [7] ist das als „Recruitment“ bezeichnete Phänomen beschrieben sowie die sogenannte Dynamikkompression zum Ausgleich des Recruitment-Phänomens. Gemäß der Dynamikkompression wird ein großer Schallpegel-Wertebereich, der in der akustischen Umwelt auftritt, auf einen für den Menschen wahrnehmbaren Bereich „zusammengedrückt“.

30 In [8] ist eine digitale Simulation eines eindimensionalen Langwellenmodells der Basilarmembran eines Menschen beschrieben unter Verwendung einer Wellendigitalfilter-Struktur.

35 [9] beschreibt eine Wachstumsfunktion, in dem die Schwingung der Basilarmembran bezogen auf den Schalldruck, gemessen vor dem Trommelfell eines Versuchstieres, dargestellt ist.

Ferner ist in [10] der biologische Aufbau der inneren Haarzellen beschrieben.

5 [11] beschreibt Verstärkerschaltungen, bei denen die Verstärker eingesetzt werden zur Verständlichkeitsverbesserung für eine Beschallungsanlage. Die in [11] beschriebenen spannungsgesteuerten Verstärker werden gesteuert von einem mittels eines Pufferverstärkers 10 bereitgestellten Verstärkungs-Steuerungssignals, welches aus den mittels einer Filterbank gelieferten Teilsignalen unterschiedlicher Frequenzkanäle von einem Kombinations-Netzwerk gebildet wird. Die in [11] beschriebenen spannungsgesteuerten Verstärker verarbeiten vier 15 unterschiedliche Signale in vier unterschiedlichen Frequenzkanälen. Ziel der dort beschriebenen Schaltungsanordnung ist, dass das von den jeweiligen spannungsgesteuerten Verstärkern bereitgestellte Ausgangssignal auf den Pegel der Amplitude des Signals in dem 20 Basisbandkanal gebracht wird.

Der Erfindung liegt das Problem zugrunde, eine Schaltkreis-Anordnung sowie eine Signalverarbeitungs-Vorrichtung anzugeben zum Bereitstellen von Merkmalen zur Beschreibung 25 eines der Schaltkreis-Anordnung bzw. der Signalverarbeitungs-Vorrichtung zugeführten Signals, wobei die Merkmale robuster sind gegen auftretende Störgeräusche.

Das Problem wird durch eine Schaltkreis-Anordnung sowie durch 30 eine Signalverarbeitungs-Vorrichtung mit den Merkmalen gemäß den unabhängigen Patentansprüchen gelöst.

Bevorzugte Ausgestaltungen der Erfindung ergeben sich aus den abhängigen Ansprüchen.

35 Eine Schaltkreis-Anordnung weist eine Filterbank mit einer Mehrzahl von Filterstufen und einem Filterbank-Eingang,

welchem ein Eingabesignal zuführbar ist, auf. Ferner weist die Schaltkreis-Anordnung eine Mehrzahl von Resonator-Schaltkreisen zum Generieren jeweils eines Teil-Ausgabesignals aus dem Eingabesignal auf, wobei jeder 5 Resonator-Schaltkreis jeweils mindestens einer Filterstufe der Mehrzahl von Filterstufen zugeordnet und mit einem Ausgang der jeweiligen Filterstufe gekoppelt ist. Jeder Resonator-Schaltkreis weist auf eine Kapazität, eine 10 Induktivität und einen Resonator-Ausgang, an dem das jeweilige Teil-Ausgabesignal bereitstellbar ist. Außerdem ist in der Schaltkreis-Anordnung mindestens ein Resonator-Steuer-Schaltkreis zum Steuern oder Regeln der Güte mindestens eines Resonator-Schaltkreises vorgesehen, wobei der Resonator-Steuer-Schaltkreis derart eingerichtet ist, dass er die Güte 15 des mindestens einen Resonator-Schaltkreises abhängig von dem Zeitverlauf der Signalamplitude des Eingabesignals und/oder des Teil-Ausgabesignals des mindestens einen Resonator-Schaltkreises steuert oder regelt.

20 Eine Signalverarbeitungs-Vorrichtung weist eine oben beschriebene Schaltkreis-Anordnung auf sowie eine Weiterverarbeitungs-Einheit zum Weiterverarbeiten des von der Schaltkreis-Anordnung bereitgestellten Signals.

25 Die Kombination einer Filterbank, vorzugsweise einer linearen Filterbank mit den Resonator-Schaltkreisen, welche anschaulich nichtlineare Kompressionsstufen bilden, bildet erfindungsgemäß das nichtlineare Schwingungsverhalten des Innenohres von Säugetieren sehr gut nach.

30 Anschaulich werden als Ausgabesignal jedes Resonator-Schaltkreises Merkmale im Rahmen einer Merkmalsextraktion eines eingegebenen Sprachsignals bereitgestellt, welche 35 robuster sind gegen Störgeräusche und insbesondere im Rahmen eines Spracherkennungssystems zu einer verbesserten Wortfehlerrate eines mittels eines erfindungsgemäß

bereitgestellten Merkmalsextraktions-Systems (gebildet von der Schaltkreis-Anordnung) erreicht.

Insbesondere nimmt bei zunehmenden Störgeräuschen die Wortfehlerrate langsamer zu als im Rahmen der klassischen Vorverarbeitung unter Verwendung einer Fast Fourier Transformation, angewendet auf Zeitfenster-aufgeteilten Leistungsspektren.

Ein weiterer Vorteil, welcher durch die Erfindung erreicht wird, ist in der weitgehenden Erhaltung der feinen Zeitstruktur des eingesprochenen Sprachsignals, allgemein des der Schaltkreis-Anordnung zugeführten analogen Eingabesignals, zu sehen, während bei dem Leistungsspektrum unter Verwendung einer Fast Fourier Transformation nur eine Zeitauflösung der Merkmale im Bereich der Fensterlänge des verwendeten Fensters erreicht wird.

Damit werden anschaulich erfindungsgemäß im Rahmen der Merkmalsextraktion von Merkmalen in einem akustischen Signal der biologische Aufbau und insbesondere die essentiellen Eigenschaften des menschlichen Hörsystems gegenüber dem Stand der Technik verbessert nachgebildet. Dies führt zu einem robusteren Spracherkennungssystem.

Somit kann die Erfindung anschaulich in der Extraktion von Merkmalen für beispielsweise eine automatische Spracherkennung, das heißt für ein automatisches Spracherkennungssystem, gesehen werden. Insbesondere werden Merkmale bereitgestellt aus einem der Schaltkreis-Anordnung zugeführten Eingabesignal, welche eine höhere Robustheit gegen Störgeräusche ermöglichen als dies gemäß dem Stand der Technik erreichbar ist.

Alternativ kann die Erfindung für eine Hörhilfe, beispielsweise für ein Cochlea-Implantat, insbesondere bei

Patienten mit Innenohr-bedingter Schwerhörigkeit sehr vorteilhaft eingesetzt werden.

Erfindungsgemäß wird die Güte des jeweiligen Resonator-Schaltkreises basierend auf der Amplitude des Eingabe- oder Teil-Ausgabesignals eingestellt. Weist eines dieser Signale eine sehr hohe Amplitude auf, so kann mittels des Resonator-Steuer-Schaltkreises die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises derart stark verringert werden, dass das Signal stark gedämpft wird. Dagegen kann bei einem Signal einer geringen Amplitude die Güte derart erhöht werden, dass die Amplitude des Signals an dem Ausgang des jeweiligen Resonator-Schaltkreises verstärkt wird.

15 Anschaulich wird erfindungsgemäß zum Durchführen einer Dynamikkompression die Tatsache verwendet, dass ein Resonator-Schaltkreis nahe seiner Resonanzfrequenz als stabiler Verstärker wirkt (Resonanzüberhöhung).

20 Unter der Güte des hier verwendeten Resonator-Schaltkreises wird das Verhältnis der Amplitude des Ausgabesignals bei der Resonanzfrequenz des Resonator-Schaltkreises zu der entsprechenden Amplitude des Eingangssignals verstanden. Die Güte eines Resonator-Schaltkreises hängt von dessen ohmschen Widerstand ab, so dass die Güte beispielsweise mittels 25 Steuerns oder Regelns des ohmschen Widerstands des Resonator-Schaltkreises einstellbar ist.

In einem Szenario, in dem die Güte des Resonator-Schaltkreises basierend auf der Amplitude des in den Resonator-Schaltkreis eingeführten Eingabesignals eingestellt wird, kann die Funktionalität des Steuer-Schaltkreises als ein "Steuern" bezeichnet werden. Wird dagegen die Güte des Resonator-Schaltkreises basierend auf der Amplitude des Ausgabesignals eingestellt, so erfüllt der Resonator-Steuer-Schaltkreis eine "Regelungs"-Funktionalität, da er ein 35 rückgekoppeltes Anpassen der Güte durchführt.

Mit der erfindungsgemäßen Schaltkreis-Anordnung ist eine sichere und effektive Dynamikkompression eines Eingabesignals im Zeitbereich ermöglicht, ohne dass die Nachteile einer Fourier Transformation auftreten. Insbesondere entfallen die bei einer Fourier Transformation gemäß dem Stand der Technik auftretenden Probleme mit einem endlichen Zeitfenster. 5 Darüber hinaus wird erfindungsgemäß ein dynamik-komprimiertes Ausgangssignal generiert, das z.B. im Vergleich zu der Rücktransformation des logarithmierten Fourierspektrums 10 deutlich geringere störende Signalverzerrung aufweist.

Gemäß der Erfindung ist eine ausreichend starke und intensitätsselektive (z.B. nichtlineare) Dämpfung eines 15 Eingabesignals mittels selektiven Verringerns der Güte des Resonator-Schaltkreises ermöglicht.

Anschaulich weist die Schaltkreis-Anordnung einen Filter-Schaltkreis auf, wobei basierend auf dem Wert der 20 Induktivität L und der Kapazität C des Resonator-Schaltkreises der Frequenzbereich festgelegt ist, für welchen der Resonator-Schaltkreis durchlässig ist. Somit ist mittels Einstellens der Werte L, C eine einfache Möglichkeit geschaffen, den Frequenz-Schwerpunkt des transmittierbaren 25 Intervalls des Resonator-Schaltkreises einzustellen. Die Breite der Resonanzkurve des Resonator-Schaltkreises ist insbesondere mittels Einstellens seiner Güte justierbar. Der Resonator-Schaltkreis kann als Filter mit nichtlinearer 30 Dämpfung angesehen werden, mit dem eine im Prinzip beliebig hohe Dynamikkompression erreicht werden kann. Aufgrund einer ausreichend schmalbandigen Verarbeitung können auch Verzerrungen, die durch eine zu starke Nichtlinearität 35 entstehen können, ausreichend gering gehalten werden.

35 Die Schaltkreis-Anordnung kann einen Resonator-Schaltkreis zweiter Ordnung enthalten, wobei die Dämpfung nichtlinear mit steigendem Schallpegel ansteigt. Bei einer passiven

Realisierung der Schaltkreis-Anordnung, das heißt bei einer Verwendung passiver Bauelemente (Spule L, Kondensator C, ohmscher Widerstand R) kann eine stabile Schaltung erhalten werden (im Gegensatz zu Systemen, die einen aktiven, 5 rückgekoppelten Verstärker benötigen).

Die Resonator-Schaltkreise können einen mittels des Resonator-Steuer-Schaltkreises steuerbaren (bzw. regelbaren) ohmschen Widerstand aufweisen. Ein solcher steuerbarer oder 10 regelbarer ohmscher Widerstand ist eine einfache Schaltkreis-Komponente, mittels welcher die Funktionalität des Regelns der Güte des Resonator-Schaltkreises mit geringem Aufwand und genau und stabil erfüllt werden kann.

15 Es ist anzumerken, dass der Resonator-Steuer-Schaltkreis gebildet werden kann aus einer Mehrzahl von Teil-Resonator-Steuer-Schaltkreisen, wobei jeweils ein Teil-Resonator-Steuer-Schaltkreis jeweils die Güte eines ihm zugeordneten Resonator-Schaltkreises steuert oder regelt.

20 Das Eingabesignal kann zwischen einem ersten Anschluss des ohmschen Widerstands und einem ersten Anschluss der Kapazität bereitgestellt sein. Das Ausgabesignal kann zwischen dem ersten Anschluss der Kapazität und einem zweiten Anschluss 25 der Kapazität bereitgestellt sein. Ein zweiter Anschluss des ohmschen Widerstands kann mit einem ersten Anschluss der Induktivität und ein zweiter Anschluss der Induktivität kann mit einem zweiten Anschluss der Kapazität gekoppelt sein.

30 Der Resonator-Steuer-Schaltkreis kann derart eingerichtet sein, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises basierend auf einer Boltzmann-Funktion steuert, in welcher die Amplitude des Ausgabesignals als Parameter enthalten ist. Eine Boltzmann-Funktion ist bei geeigneter 35 Wahl der darin enthaltenen Parameter gut geeignet, die Empfindlichkeitskurve der äußeren Haarsinneszellen im menschlichen Innenohr anzunähern. Eine besonders gute

Beschreibung dieser biologischen Abhängigkeit kann durch eine Boltzmann-Funktion zweiter Ordnung beschrieben werden.

Dadurch ist es möglich, die Empfindlichkeitskurve im menschlichen Ohr anzunähern, was für Anwendungen der

5 Schaltkreis-Anordnung im medizinischen Bereich (beispielsweise für ein Hörgerät) vorteilhaft ist.

Der Resonator-Steuer-Schaltkreis kann derart eingerichtet sein, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-

10 Schaltkreises in Abhängigkeit von der Amplitude des Ausgabesignals basierend auf einer für ein Ohr eines Menschen ermittelten Empfindlichkeitscharakteristik einstellt. Um die Empfindlichkeitscharakteristik im Innenohr eines Menschen besonders gut mittels einer erfindungsgemäßen Schaltkreis-

15 Anordnung nachzubilden, kann eine beispielsweise experimentell oder theoretisch ermittelte Empfindlichkeitscharakteristik des menschlichen Ohrs in der Form einer Datei oder Tabelle für den Steuer-Schaltkreis zugänglich abgelegt sein. In diesem Fall kann der Resonator- 20 Schaltkreis die Güte des mindestens einen Resonator-Steuer-Schaltkreises derart steuern oder regeln, dass die darin abgelegte biologische Empfindlichkeitscharakteristik angenähert wird.

25 Der Resonator-Steuer-Schaltkreis kann derart eingerichtet sein, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises umso geringer einstellt, je höher die Amplitude des jeweiligen Teil-Ausgabesignals des jeweiligen Resonator-Schaltkreises ist.

30 Der Resonator-Steuer-Schaltkreis kann ferner derart eingerichtet sein, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises in einer nichtlinearen Abhängigkeit von der Amplitude des jeweiligen Teil-Ausgabesignals 35 einstellt. D.h., dass Signalbereiche großer Amplitude überproportional stark gegenüber Signalbereichen kleiner Amplitude gedämpft werden. Somit kann auch bei einem extrem

hohen Bereich von Schallpegeln in einem Eingabesignal eine Komprimierung auf einen ausreichend schmalen Bereich bei dem Ausgabesignal erreicht werden.

5 Der Resonator-Steuer-Schaltkreis kann derart eingerichtet sein, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises derart einstellt, dass die Amplitude des jeweiligen Teil-Ausgabesignals innerhalb eines vorbestimmten Intervalls ist. Für bestimmte Anwendungen kann es vorteilhaft 10 sein, die Amplitude eines Teil-Ausgabesignals auf jeden Fall innerhalb eines vorbestimmten Intervalls zu halten. Dies kann beispielsweise im Rahmen der Datenkomprimierung wichtig sein, wenn ein Signal mit einer hohen Intensitätsschwankung mit möglichst wenig Quantisierungsstufen erfasst werden soll. In 15 diesem Fall kann der Resonator-Steuer-Schaltkreis derart eingerichtet sein, dass er die Güte des Resonator-Schaltkreises derart steuert oder regelt, dass das jeweilige Teil-Ausgabesignal innerhalb des vorbestimmten Intervalls liegt.

20 Die Schaltkreis-Anordnung kann eine Mehrzahl von in Serie geschalteten Resonator-Schaltkreisen aufweisen, wobei ein Ausgabesignal eines jeweils vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises den ihm jeweils nachgeschalteten Resonator-Schaltkreis als Eingabesignal bereitstellbar ist.

25 Gemäß dieser besonders vorteilhaften Ausgestaltung ist 30 anschaulich eine Filterbank mit einer Hintereinander-Schaltung aus mehreren Resonator-Schaltkreisen geschaffen, wodurch die Dynamikkompression auf einen noch größeren Dynamikbereich ausgeweitet werden kann. Im Prinzip kann eine ausreichend starke Dynamikkompression (z.B. 60 dB) bereits mit einer Filterstufe (d.h. mit einem Resonator-Schaltkreis) 35 mit einer sehr hohen Güte Q (z.B. $Q = 1000$, die bei hohen Pegeln auf eine Güte von $Q = 1$ reduziert wird) erfolgen. Eine solche Schaltkreis-Anordnung ist allerdings sehr schmalbandig (beispielsweise 0.1% der Resonanzfrequenz des Resonator-

Schaltkreises). Mittels Kaskadierens mehrerer Filterstufen (z.B. drei hintereinander geschaltete Filterstufen) mit einer relativ geringen Güte Q (z.B. $Q = 10$, so dass $Q^3 = 1000$) lässt sich gemäß der Erfindung ebenfalls eine ausreichend starke Dynamikkompression (z.B. von 60 dB) realisieren. Die nicht zu hohe Einzel-Güte von jedem dieser Filter bringt den vorteilhaften Effekt mit sich, dass aufgrund der aus der geringeren Güte resultierenden erhöhten Bandbreite der einzelnen Filter ein größerer Frequenzbereich der Filter abgedeckt wird und gleichzeitig das Impulsverhalten der Filter verbessert wird, d.h. die Ein- und Ausschwingzeit des Systems ist wesentlich geringer.

Die hintereinander geschalteten Resonator-Schaltkreise können anschaulich miteinander direkt gekoppelt sein derart, dass die Ausgabespannung eines vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises gleich der Eingabespannung des ihm nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises ist und dass der (im Betrieb in der Regel von Null verschiedene) Ausgabestrom eines vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises gleich dem Eingabestrom des ihm nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises ist. Hierfür ist die Schaltkreis-Anordnung in der Regel von einem Zwischenelement zwischen vor- und nachgeschaltetem Resonator-Schaltkreisen frei. Dies ist mittels einer Schaltkreis-Anordnung realisierbar, bei welcher der zweite Anschluss der Spule eines vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises mit dem ersten Anschluss des ohmschen Widerstands des dem vorgeschalteten Resonator-Schaltkreis nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises gekoppelt ist.

Alternativ können die hintereinander geschalteten Resonator-Schaltkreise anschaulich von einer unmittelbaren Kopplung frei sein, d.h. voneinander in gewisser Weise entkoppelt sein, insbesondere unter Zwischenschalten eines Zwischenelements zwischen Ausgabe eines vorgeschalteten und Eingabe eines nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises. Dies ist vorzugsweise derart realisiert, dass die Ausgabespannung

eines vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises gleich der Eingabespannung des ihm nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises ist und dass der Ausgabestrom eines vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises gleich Null ist. Der 5 Eingabestrom des nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises ergibt sich im Wesentlichen nur aus der Impedanz dieses Resonator-Schaltkreises. Bei einer derartigen Schaltkreisanordnung ist als Zwischenelement vorzugsweise ein Operationsverstärker (als Impedanzwandler) zwischen einem 10 vorgeschalteten Resonator-Schaltkreis und dem ihm nachgeschalteten Resonator-Schaltkreis vorgesehen. Ein erster Eingang des Operationsverstärkers ist mit dem zweiten Anschluss der Spule des vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises gekoppelt. Ein zweiter Eingang des 15 Operationsverstärkers ist mit einem Ausgang des Operationsverstärkers rückgekoppelt und ist mit dem ersten Anschluss des ohmschen Widerstands des dem vorgeschalteten Resonator-Schaltkreis nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises gekoppelt.

20 Zur Reduktion der Rechenleistung kann die Güte aller in Serie geschalteter Resonator-Schaltkreise identisch eingestellt sein. In diesem Fall ist die von dem Resonator-Steuer-Schaltkreis beanspruchte Rechenleistung besonders gering 25 gehalten, da für alle Resonator-Schaltkreise eine gemeinsame Güte ermittelt und eingestellt wird, d.h. alle Filterparameter identisch sind. Wird eine Schaltkreisanordnung mit einer besonders hohen Qualitätsanforderung benötigt, so kann alternativ die Güte von unterschiedlichen 30 in Serie geschalteten Resonator-Schaltkreisen zum Zwecke einer Optimierung unterschiedlich eingestellt werden. Bei einer solchen Schaltkreis-Anordnung ist somit die Güte von jedem der in Serie geschalteten Resonator-Schaltkreise individuell eingestellt.

35 Die Schaltkreis-Anordnung weist vorzugsweise eine Mehrzahl von parallel geschalteten Zweigen auf, wobei jeder Zweig

einen Resonator-Schaltkreis oder mehrere in Serie geschaltete Resonator-Schaltkreise aufweist. In diesem Fall ist die Güte eines jeweiligen Resonator-Schaltkreises mittels des jeweiligen Resonator-Steuer-Schaltkreises steuerbar bzw. 5 regelbar.

Gemäß dieser besonders vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung sind anschaulich mehrere parallel geschaltete Zweige von Resonator-Schaltkreisen vorgesehen, wobei in jedem 10 Zweig eine Mehrzahl von Resonator-Schaltkreisen hintereinandergeschaltet sein kann.

Vorzugsweise ist der mindestens eine Resonator-Schaltkreis eines jeweiligen Zweigs derart eingerichtet, dass er für 15 einen jeweiligen Frequenzbereich des Eingabesignals durchlässig ist derart, dass die Zweige gemeinsam für ein zusammenhängendes Frequenzintervall durchlässig sind. Der Frequenzbereich, für den das menschliche Gehör sensitiv ist, liegt ungefähr zwischen 20Hz und 20kHz. Um diesen 20 Hörfrequenzbereich abzudecken, sind in der parallelen Anordnung von Resonator-Schaltkreisen in unterschiedlichen Kanälen die Frequenzbereiche transmittierbarer Signale in der Regel unterschiedlich. Der Frequenzbereich transmittierbarer Signale in einem Resonator-Schaltkreis ist eine 25 Verteilungskurve um die Resonanzfrequenz herum mit einer gewissen Halbwertsbreite. Die Resonanzfrequenz ist anschaulich mittels Einstellens der Werte L, C des Resonator-Schaltkreises möglich, die Halbwertsbreite ist mittels Einstellens der jeweiligen Güte justierbar. Setzt man die 30 unterschiedlichen Frequenz-Durchlassbereiche der unterschiedlichen Zweige von Resonator-Schaltkreisen zusammen, so ergibt sich ein vorzugsweise zusammenhängendes Frequenzintervall, mittels welchem der Sensitivitätsbereich des menschlichen Gehörs oder ein sonstiger Frequenzbereich 35 von Interesse erfassbar ist.

Vorzugsweise sind die Frequenzbereiche, für die unterschiedliche Zweige durchlässig sind, zumindest teilweise einander überlappend. In diesem Fall ist sichergestellt, dass alle Frequenzen erfasst werden, und es ist ein Zusammensetzen der Signalkomponenten einzelner Zweige möglich.

Vorzugsweise ist der Frequenzbereich, für den ein jeweiliger Zweig durchlässig ist, mittels Einstellens des Werts der Kapazität und/oder der Induktivität des mindestens einen Resonator-Schaltkreises des Zweigs vorgebbar. Dies beruht darauf, dass die Resonanzfrequenz eines Resonator-Schaltkreises von den Werten der Induktivität und der Kapazität abhängt.

Vorzugsweise ist die Schaltkreis-Anordnung der Erfindung zum Verarbeiten eines akustischen Signals als Eingabesignal eingerichtet. In diesem Fall eignet sich die Schaltkreis-Anordnung der Erfindung für einen Einsatz in einem Sprachverarbeitungs-System. Ein solches kann beispielsweise auf pulsenden neuronalen Netzwerken beruhen, welche auf eine Reduktion des Dynamikbereichs angewiesen sind. Weitere Anwendungsgebiete sind Systeme zur Schallverarbeitung und (Audio-)Datenkomprimierung, wenn Signale mit hohen Amplituden mit möglichst wenig Quantisierungsstufen erfasst werden sollen. Darüber hinaus gibt es Anwendungen im medizinischen Bereich, insbesondere als Hörhilfe bei Patienten mit Lärm-Schwerhörigkeit.

Die erfindungsgemäße Schaltkreis-Anordnung kann in digitaler oder analoger Schaltungstechnik realisiert sein.

Zumindest ein Teil der Schaltkreis-Anordnung, insbesondere die Filter, die Steuer- oder Regelungs-Funktionalität des Resonator-Steuer-Schaltkreises, kann als Computerprogramm realisiert sein. Die Erfindung kann sowohl mittels eines Computerprogramms, d.h. einer Software, als auch mittels einer oder mehrerer spezieller elektrischer Schaltungen, d.h.

in Hardware oder in beliebig hybrider Form, d.h. mittels Software-Komponenten und Hardware-Komponenten, realisiert werden.

5 Eine Software-Realisierung insbesondere des Steuer-Schaltkreises kann beispielsweise in "C++" erfolgen. Eine Realisierung kann auf einem beliebigen Prozessor oder DSP (digitaler Signalprozessor) erfolgen, ebenso auf einem FPGA- (Field Programmable Gate Array) ist ein Baustein. Ein FPGA ("Field Programmable Gate Array") ist ein integrierter programmierbarer Schaltkreis, der in der Regel 10 eine Vielzahl programmierbarer Zellen auf einem Chip aufweist.

Gemäß einer anderen Ausgestaltung der Erfindung ist es 15 vorgesehen, dass die, vorzugsweise lineare, Filterbank als lineares Willendigitalfilter ausgestaltet ist.

Ferner kann eine Mehrzahl von Hochpassfiltern vorgesehen 20 sein, wobei jeder Filterstufe mindestens ein Hochpassfilter zugeordnet ist, wobei jeweils ein Hochpassfilter an den Ausgang eines jeweiligen Resonator-Schaltkreises gekoppelt ist. Diese Hochpassfilter bilden die Flüssigkeitsankopplung der Haarbündel der sensorischen Zellen im Innenohr an die Schwingung der Basilarmembran nach.

25 Mit mindestens einem Hochpassfilter pro Filterstufe, gekoppelt an den Ausgang des jeweiligen Resonator-Schaltkreises wird, wird erreicht, die ansonsten relativ flache hochfrequente Filterflanke der Filterbank verschärft 30 wird. Vorzugsweise ist zumindest ein Teil der Hochpassfilter, vorzugsweise alle Hochpassfilter, als Hochpassfilter erster Ordnung ausgestaltet. Gemäß einer Weiterbildung der Erfindung ist die Eckfrequenz zumindest eines Teils der Hochpassfilter 35 maximalen Empfindlichkeit einer Basilarmembranschwingung eines Innenohrs eines Säugetiers entspricht.

Gemäß einer anderen Ausgestaltung der Erfindung ist eine Mehrzahl von Gleichrichter-Schaltungen, wobei jeweils eine Gleichrichter-Schaltung einer der Filterstufen und einem Hochpassfilter zugeordnet ist und mit einem Ausgang eines jeweiligen Hochpassfilters gekoppelt ist, sowie vorzugsweise eine Mehrzahl von Tiefpassfiltern, wobei jeweils ein Tiefpassfilter einer Gleichrichter-Schaltung zugeordnet und mit einem Ausgang einer jeweiligen Gleichrichter-Schaltung gekoppelt ist. Gemäß diesen Ausgestaltungen wird eine sehr gute Annäherung der Bildung des Rezeptorpotentials U_M im menschlichen Hörsystem erreicht.

Weiterhin kann eine Mehrzahl von Aktivierungs-Schaltungen vorgesehen sein, wobei jeweils eine Aktivierungs-Schaltung 15 einer der Filterstufen zugeordnet ist, wobei jede Aktivierungs-Schaltung eingerichtet ist zum Verstärken einer zeitlichen Veränderung eines der Aktivierungs-Schaltung zugeführten Signals und zum Dämpfen von zeitlich im Wesentlichen konstanten Komponenten des der Aktivierungs- 20 Schaltung zugeführten Signals.

Weiterhin weist jede Aktivierungs-Schaltung bevorzugt eine Vesikel-Pool-Schaltung auf mit einer Vielzahl von Vesikel-Schaltungen.

25 Im Weiteren wird die erfindungsgemäße Signalverarbeitungs-Vorrichtung, die eine erfindungsgemäße Schaltkreis-Anordnung aufweist, näher beschrieben. Ausgestaltungen der Signalverarbeitungs-Vorrichtung gelten auch für die Schaltkreis-Anordnung und umgekehrt.

Bei der Signalverarbeitungs-Vorrichtung kann die Weiterverarbeitungs-Einheit eine Spracherkennungs-Einrichtung oder ein Hörgerät sein.

35 Bei einer Realisierung der Weiterverarbeitungs-Einheit als Hörgerät kommt insbesondere eine Anwendung in Frage, bei der

eine Dynamikkompression zum Ausgleich von Störungen der Lautstärke-Wahrnehmung von Schwerhörigen durchgeführt wird. Im gestörten Gehör können die äußeren Haarzellen in Mitleidenschaft gezogen sein, wodurch die Erhöhung der 5 Empfindlichkeit bei niedrigen Schallpegeln ausfällt. Das Gehör arbeitet dann anschaulich stets mit der für hohe Schallpegel vorgesehenen Empfindlichkeit. Dieses führt dazu, dass der nutzbare Bereich an Schallpegeln zwischen der Hörschwelle (sehr leise) und der Unannehmlichkeits-Schwelle 10 (sehr laut) kleiner wird (Recruitment). Zum Ausgleich dieses Phänomens kann mittels der erfindungsgemäßen Schaltkreis-Anordnung der Signalverarbeitungs-Vorrichtung eine 15 Dynamikkompression durchgeführt werden, die den großen Schallpegelbereich der akustischen Umwelt auf den wahrzunehmenden Bereich des Patienten anschaulich zusammendrückt.

Die Signalverarbeitungs-Vorrichtung kann auch den Eingang für ein Spracherkennungssystem bilden, insbesondere in pulsender 20 neuronaler Netzwerk Architektur.

Die Signalverarbeitungs-Vorrichtung kann als analoge- oder digitale Filterbank eingerichtet sein.

25 Anschaulich sind folgende Prinzipien im Rahmen der Erfindung herauszustellen:

- a) Es erfolgt eine Frequenzanalyse des der Schaltkreis-Anordnung bereitgestellten Eingabesignals mit nichtlinearer Dynamikkompression;
- 30 b) es wird eine Informationsreduktion bereitgestellt durch „weiche“ Einweggleichrichtung der gebildeten Frequenzkanäle mit Schwellwert und Sättigung;
- c) es wird eine Betonung sprachrelevanter 35 Modulationsfrequenzen durch die Nachbildung der neuronalen

Adaption in dem Hörsystem eines Säugetiers, insbesondere eines Menschen, erreicht.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Figuren 5 dargestellt und werden im Folgenden näher erläutert.

Es zeigen

10 Figur 1 eine Schaltkreis-Anordnung gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung,

Figur 2 einen Resonator-Schaltkreis gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung,

15 Figur 3 eine Realisierung des in Figur 2 gezeigten Resonator-Schaltkreises als Wellendigitalfilter,

20 Figuren 4 und 5 Diagramme zum Veranschaulichen der Funktionalität der Schaltkreisanordnung gemäß Figur 1,

Figur 6a eine Teil-Schaltkreis-Anordnung gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung,

25 Figur 6b eine Realisierung der in Figur 6a gezeigten Resonator-Schaltkreise als Wellendigitalfilter,

Figur 7a eine Teil-Schaltkreis-Anordnung gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung,

30 Figur 7b eine Realisierung der in Figur 7a gezeigten Resonator-Schaltkreise als Wellendigitalfilter,

35 Figur 8 ein Blockdiagramm eines Spracherkennungssystems gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung,

Figur 9 ein Schaltungsdiagramm einer linearen Filterbank und einer Mehrzahl einzelnen Filterstufen der Filterbank zugeordneter Resonator-Schaltkreise gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung,

5

Figur 10 ein Diagramm, in dem ein Erregungsmuster eines nichtlinearen Basilarmembranmodells für einen 1 KHz-Ton dargestellt ist,

10 Figur 11 ein Schaltungsdiagramm eines Teil-Schaltkreises, welcher jeweils in Serie geschaltet ist mit einem jeweiligen Resonator-Schaltkreis zum Ausbilden der Schaltkreis-Anordnung gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung,

15

Figur 12 eine Darstellung modellierter Nerven-Aktionspotentiale, und

20 Figur 13 ein Diagramm, in dem unterschiedliche Spracherkennungsraten für ein Spracherkennungssystem gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung verglichen mit einem Spracherkennungssystem gemäß dem Stand der Technik dargestellt sind.

25 Fig. 8 zeigt ein Spracherkennungssystem 800 gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung.

30 Im Rahmen des Spracherkennungssystems wird ein Merkmalsextraktions-System 801 verwendet, welche die im Rahmen der eigentlichen automatischen Spracherkennung (in Fig. 8 dargestellt durch einen Spracherkennungs-Block 802) verwendeten Merkmale aus einem zugeführten analogen Sprachsignal extrahiert.

35 Das Merkmalsextraktions-System 801 weist insbesondere Komponenten zur Vorfilterung, eine Filterbank und Komponenten zur nichtlinearen Merkmalsextraktion auf.

5 Anschaulich bildet das Merkmalsextraktions-System 801 die Signalverarbeitungs-Strategie und den Signalverarbeitungs-Aufbau des menschlichen Hörsystems nach. Es ist analog zu dem
Signalverarbeitungs-System des menschlichen Hörsystems in physikalische Einheiten skaliert.

10 Dem Merkmalsextraktions-System 801 wird ein Eingabesignal 803 (Eingangssignal) in analoger Form als Schalldrucksignal (gemessen In Pascal) zugeführt.

15 Eine erste Komponente 804 des Merkmalsextraktions-Systems 801 bildet ein Modell des Gehörgangs, welches jedoch optional ist und in der bevorzugten Realisierung vernachlässigt wird.

20 Das von dem Modell des Gehörgangs 804 aus dem Eingabesignal 803 gebildete Signal 805 wird einer Mittelohrmodell-Komponente 806 zugeführt.

25 20 Die Mittelohrmodell-Komponente 806 weist, wie in Fig.9 dargestellt, eine Parallelschaltung einer idealen Federkomponente 901 und einer idealen Dämpfungskomponente 902 (realisiert in Form einer elektrischen Spule, das heißt Induktivität, für die ideale Feder bzw. in Form eines ohmschen Widerstands als Dämpfungskomponente). Die
Mittelohrmodell-Komponente 906 ist derart eingerichtet, dass
30 der sprachrelevante Bereich des Spektrums des Eingabesignals betont, das heißt verstärkt wird. In Analogie zu dem menschlichen Hörsystem wird das von der Mittelohrmodell-Komponente 806 bereitgestellte Signal 807 einer Innenohrmodell-Komponente 808 zugeführt.

35 Die von der Innenohrmodell-Komponente 808 gebildeten Signale 809 können optional unmittelbar zur Spracherkennung als extrahierte Spracherkennungs-Merkmale verwendet werden oder einer Sensorzellenmodell-Komponente 810 zugeführt werden, die im Weiteren noch näher beschrieben wird. Die von der

Sensorzellenmodell-Komponente 810 erzeugten Signale 811 können ebenfalls direkt als Merkmalskomponenten im Rahmen der automatischen Spracherkennung verwendet werden oder weiterverarbeitet werden und im Rahmen dieser

5 Weiterverarbeitung einer Synaptische-Modell-Komponente 812, welche den synaptischen Mechanismus des Hörsystems des Menschen nachbildet, zugeführt werden. Die von der Synaptische-Modell-Komponente 812 gebildeten Signale 813 werden erfindungsgemäß ebenfalls als Merkmale im Rahmen der automatischen Spracherkennung eingesetzt.

10

Es ist in diesem Zusammenhang anzumerken, dass gemäß alternativen Ausgestaltungen der Erfindung eine, zwei alle oder drei der oben beschriebenen Merkmalssignale 809, 811, 15 813 im Rahmen der Spracherkennung optional eingesetzt werden können.

Im Rahmen des menschlichen Hörsystems wird der am Trommelfell auftreffende Schalldruck (das Trommelfell hat eine Oberfläche $A_{ed} = 55 \times 10^{-6} \text{ m}^2$) in eine mechanische Auslenkung der Mittelohrknochen (angegeben in m) umgesetzt.

Die Mittelohrmodell-Komponente 806 weist, wie oben beschrieben wurde, einen Tiefpassfilter auf, gemäß diesem 25 Ausführungsbeispiel ein Tiefpassfilter erster Ordnung, vorzugsweise mit einer Tiefpassfilter-Eckfrequenz von 1 KHz.

Die mittels der Induktivität 901 nachgebildete Federkonstante beträgt etwa 1500 N/m und die mittels des ohmschen 30 Widerstandes 902 dargestellte Dämpfungs-Komponente ist zu 0,25 Ns/m dimensioniert.

Das von der Mittelohrmodell-Komponente 806 erzeugte Signal 35 807 wird in die Innenohrmodell-Komponente 808 eingekoppelt, welche in Fig.9 im Detail dargestellt ist. Die Innenohrmodell-Komponente 808 ist als eine Filterbank 903

22

ausgebildet, gemäß diesem Ausführungsbeispiel in Form eines linearen Wellendigitalfilter-Modells.

Die Filterbank 903 weist eine Vielzahl von Filterstufen 904,
5 905, 906 auf, sowie einen ohmschen Abschlusswiderstand 907.

Jede Filterstufe 904, 905, 906 wird gebildet von einer Reihenschaltung einer Induktivität 904a, 905a, 906a, einem 10 ohmschen Widerstand 904b, 905b, 906b und einer Kapazität 904c, 905c, 906c.

Die Geschwindigkeit der Basilarmembranschwingung im Innenohr eines Menschen entspricht jeweils der Strom in einer Filterstufe 904, 905, 906. Die Auslenkung der Basilarmembran 15 kann also durch eine Integration der Geschwindigkeit berechnet werden. Um numerische Probleme bei der Integration zu umgehen, wird die Auslenkung jedoch sinnvollerweise auf eine andere Art berechnet:

20 Bei einer Feder, die durch die Kapazitäten 904c, 905c, 906c repräsentiert sind, kann die instantane Auslenkung x berechnet werden als das Produkt der Federkraft und der Federkonstante. Diese Auslenkung x bildet den Eingang, d.h. 25 das Eingangssignal für die Dynamikkompressionsstufen 101, gemäß diesem Ausführungsbeispiel der Erfindung jeweils eine Serienschaltung zweier Resonator-Schaltkreise 101, wie sie im Folgenden noch näher erläutert werden.

30 Die Resonator-Schaltkreise 101 bilden anschaulich, wie im Folgenden näher erläutert werden, Kompressionsstufen unter Verwendung von Resonatoren zweiter Ordnung.

35 In einer alternativen bevorzugten Ausführungsform sind vier Resonator-Schaltkreise 101 für jede Filterstufe 904, 905, 906 in einer Serienschaltung vorgesehen.

Wie im Folgenden ebenfalls näher erläutert wird, wird die Güte der Resonator-Schaltkreise 101 jeweils in einem Bereich von 1 bis zu einem maximalen Gütwert Q_{max} (abhängig von der Position im Innenohr des Menschen) instantan als Funktion des Ausgangssignals jeder Filterstufe 904, 905, 906 moduliert.

5 Im Folgenden wird bezugnehmend auf Fig.1 der Aufbau der Resonator-Schaltkreise 101 näher erläutert.

10 Die Schaltkreis-Anordnung 100 enthält eine Vielzahl von Resonator-Schaltkreisen 101, von denen jeder eine Kapazität und eine Induktivität aufweist (nicht gezeigt in Fig.1), sowie einen Eingang, an dem ein Eingabesignal bereitstellbar ist und einen Ausgang, an dem ein Ausgabesignal bereitstellbar ist. Jeweils drei der Resonator-Schaltkreise 101 sind entlang einer jeweiligen Zeile der matrixförmigen Anordnung hintereinander geschaltet, so dass ein jeweiliger Ausgang eines vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises 101 mit einem jeweiligen Eingang eines ihm nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises 101 gekoppelt ist. Die Werte der Induktivität und der Kapazität der Resonator-Schaltkreise 101 einer Zeile sind jeweils derart gewählt, dass die jeweilige Zeile ein Signal eines entsprechenden Frequenzintervalls in einem Umgebungsreich der Resonanzfrequenz der Resonator-Schaltkreise 101 der Zeile transmittieren kann. Die Resonator-Schaltkreise 101 unterschiedlicher Zeilen weisen jeweils unterschiedliche Werte für L, C auf, sodass zusammengenommen die einzelnen Zeilen oder Zweige von Resonator-Schaltkreisen 101 ein zusammenhängendes Frequenz-Intervall abdecken, welches dem Empfindlichkeitsbereich des menschlichen Gehörs entspricht (ungefähr 20Hz bis 20kHz).

20 Ein Resonator-Steuer-Schaltkreis 111 steht mit allen Resonator-Schaltkreisen 101 in einer 25 Kommunikationsverbindung, d.h. der Steuer-Schaltkreis 111 ist mit allen Resonator-Schaltkreisen gekoppelt. Die Güte von jedem einzelnen der Resonator-Schaltkreise 101 ist mittels

des Steuer-Schaltkreises 111 zum Steuern oder Regeln der Güte der Resonator-Schaltkreise 101 einstellbar, wobei der Steuer-Schaltkreis 111 derart eingerichtet ist, dass er die Güte der Resonator-Schaltkreise 101 abhängig von der Amplitude eines Ausgabesignals des letzten Resonator-Schaltkreises 101 einer jeweiligen Zeile einstellt. Beispielsweise wird die Güte der Resonator-Schaltkreise R_{11} , R_{12} , R_{13} mittels des Resonator-Steuer-Schaltkreises 111 basierend auf der Amplitude eines Signals am Ausgang des Resonator-Schaltkreises R_{13} eingestellt.

In Fig.1 ist ferner eine Schallquelle 103 gezeigt, welche ein akustisches Signal als globales Eingabesignal 102 emittiert. Dieses wird den Eingängen der Resonator-Schaltkreise 101 (15) (R_{11} , R_{21} , ..., R_{k1} , ..., R_{n1}) der ersten Spalte von Resonator-Schaltkreisen 101 bereitgestellt.

Im Weiteren wird der in der ersten Zeile und der ersten Spalte von Resonator-Schaltkreisen angeordnete Resonator-Schaltkreis 101 R_{11} betrachtet. Diesem wird an einem Eingang das globale Eingabesignal 102 der Schallquelle 103 bereitgestellt. Der Resonator-Schaltkreis 101 R_{11} lässt eine von den ihm zugeordneten Werten L und C abhängige Frequenzkomponente des globalen Eingabesignals 102 hindurch, welche an einem Ausgang des Resonator-Schaltkreises R_{11} als erstes lokales Ausgabesignal 104 bereitgestellt ist. Ferner wird aufgrund der Funktionalität des Resonator-Schaltkreises 101 R_{11} abhängig von seiner (gegenwärtigen) Güte Q das globale Eingabesignal 102 in seiner Amplitude verändert. Die Güte Q des Resonator-Schaltkreises 101 R_{11} wird mittels eines ohmschen Widerstands (nicht gezeigt in Fig.1) des Resonator-Schaltkreises 101 R_{11} geregelt, wobei der Steuer-Schaltkreis 111 diesem regelbaren ohmschen Widerstand ein entsprechendes Steuersignal bereitstellt, wodurch der Widerstand auf einen vorbestimmten Wert eingestellt wird. Dadurch wird die Güte des Resonator-Schaltkreises 101 eingestellt, so dass in einem

25

nachfolgenden Verarbeitungs-Zyklus gemäß diesem Wert der Güte ein Eingabesignal stärker oder schwächer gedämpft wird. Da die Schaltkreis-Anordnung 100 zur Dynamikkompression des globalen Eingabesignals 102 eingerichtet ist, werden 5 anschaulich Signalbereiche hoher Amplitude stärker geschwächt als Signalbereiche geringer Amplitude.

Das erste lokale Ausgabesignal 104 wird dem dem Resonator-Schaltkreis 101 R₁₁ nachgeschalteten Resonator-Schaltkreis 101 R₁₂ als erstes lokales Eingabesignal 105 bereitgestellt. 10 Das erste lokale Eingabesignal 105 durchläuft den Resonator-Schaltkreis 101 R₁₂, wobei an einem Ausgang das zweite lokale Ausgabesignal 106 bereitgestellt wird. Das zweite lokale Ausgabesignal 106 dient als zweites lokales Eingabesignal 107 15 des dem Resonator-Schaltkreis 101 R₁₂ nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises 101 R₁₃. An dessen Ausgang 108 ist ein drittes lokales Ausgabesignal 108 bereitgestellt. Dieses wird gemeinsam mit den jeweils auf ein separates Frequenzintervall bezogenen Ausgabesignalen der jeweils 20 letzten in einer Zeile angeordneten Resonator-Schaltkreisen 101 (R₁₃, R₂₃, ..., R_{k3}, ..., R_{n3}) zu einem globalen Ausgabesignal 109 zusammengesetzt (addiert).

Bei jedem der Resonator-Schaltkreise 101 einer jeweiligen 25 Zeile von Resonator-Schaltkreisen (R_{k1}, R_{k2}, R_{k3}) wird die Güte aller Resonator-Schaltkreise 101 der Zeile basierend auf der Amplitude des Ausgabesignals an dem Ausgang des jeweils letzten Resonator-Schaltkreises (in der k-ten Zeile Resonator-Schaltkreis R_{k3}) mittels des Resonator-Steuer-Schaltkreises 111 geregelt.

Das zusammengesetzte globale Ausgabesignal 109 ist somit gegenüber dem globalen Eingabesignal 102 einer Dynamikkompression unterzogen.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig.2 der Resonator-Schaltkreis 101 aus Fig.1 beschrieben.

In Fig.2 ist ein Eingabesignal 200 als Spannungsquelle U symbolisiert. Ferner ist ein Ausgabesignal 204 als Spannung U_C symbolisiert. Das Eingabesignal 200 ist zwischen einem ersten Anschluss eines ohmschen Widerstands 203 und einem ersten Anschluss einer Kapazität 201 bereitgestellt. Das Ausgabesignal 204 ist zwischen dem ersten Anschluss der Kapazität 201 und einem zweiten Anschluss der Kapazität 201 bereitgestellt. Ferner ist ein zweiter Anschluss des regelbaren ohmschen Widerstands 203 mit einem ersten Anschluss einer Induktivität 202 gekoppelt, und ein zweiter Anschluss der Induktivität 202 ist mit dem zweiten Anschluss der Kapazität 201 gekoppelt.

Der Wert des ohmschen Widerstands R 203 ist mittels des Steuer-Schaltkreises 111 einstellbar. Der Resonator-Schaltkreis 101 aus Fig.2 stellt somit anschaulich einen Filter mit regelbarer Dämpfung dar.

Bei der erfindungsgemäßen Schaltkreis-Anordnung 100 sind in jeder Zeile drei (oder allgemein N) Resonator-Schaltkreise 101 als Filterelemente rückkopplungsfrei hintereinander geschaltet. Das zeitabhängige Ausgabesignal $U_C(t)$, wobei t die Zeit ist, eines vorgeschalteten Filters definiert jeweils das Eingabesignal U 200 des dem vorgeschalteten Filter nachgeschalteten Filters.

Der Widerstand R 203 kann in nichtlinearer Abhängigkeit von der Ausgangsspannung $U_C(t)$ verändert werden (Regelung), in Abhängigkeit von $U_C(t)$ des jeweils vorangeschalteten Filters (Steuerung), oder auch in für alle Filter gleichzeitig in Abhängigkeit von $U_C(t)$ der letzten Filterstufe einer Reihe.

Im Weiteren wird beschrieben, auf Basis welcher Rechenvorschrift gemäß dem beschriebenen Ausführungsbeispiel

27

der Wert R eines jeweiligen ohmschen Widerstands R 203 eingestellt wird.

Hierfür wird zunächst eine einzustellende Güte Q berechnet.

5

Gemäß dem beschriebenen Ausführungsbeispiel wird die Güte Q des Filters gemäß einer Boltzmann-Funktion gedämpft:

$$Q(t) = (Q_0 - Q_{\min}) \left(1 - \left[\frac{2}{1 + \exp\{-SAT|U_c(t)|\}} - 1 \right] \right) + Q_{\min} \quad (1)$$

10

In Gleichung (1) ist $Q(t)$ die Abhängigkeit der Güte Q von der Zeit t . Q_0 ist eine vorgebbare Maximalgüte des Resonator-Schaltkreises 101 (z.B. $Q_0 = 10$). Q_{\min} ist eine vorgebbare minimale Güte des Resonator-Schaltkreises (z.B. $Q_{\min} = 1$).

15

SAT ist eine vorgebbare Sättigungsschwelle, das heißt ein Parameter, mit dem anschaulich die Zeitabhängigkeit der Güte eingestellt werden kann (z.B. $SAT = 1$).

Die Boltzmann-Funktion (1) nähert die Empfindlichkeitskurve der äußeren Haarsinneszellen im Innenohr an. Die Funktion kann bei Bedarf durch eine Boltzmann-Funktion zweiter Ordnung ersetzt werden, die unter Einführung eines weiteren Parameters eine noch genauere Anpassung ermöglicht. In Gleichung (1) ist eine einfache Boltzmann-Funktion erster 25. Ordnung verwendet, da sie nur einen freien Parameter (nämlich SAT) aufweist und somit mit geringem numerischen Aufwand verarbeitet werden kann.

Aus der Güte Q des Filters berechnet sich der einzustellende 30. Wert des nichtlinearen Widerstands R zu:

$$R(t) = \sqrt{L/C} Q(t) \quad (2)$$

Somit hängt der zeitabhängige Wert des ohmschen Widerstands $R(t)$ von dem Wert der Induktivität L und der Kapazität C sowie der zeitabhängigen Güte $Q(t)$ ab.

5 Anschaulich bilden Gleichungen (1) und (2) die Regelungsvorschrift für das Einstellen des Werts R des ohmschen Widerstands 203 mittels des Steuer-Schaltkreises 111.

10 Der von dem in Fig.2 gezeigten Resonator-Schaltkreis 101 gebildete Filter ist bei sehr geringen Amplituden $U_C(t)$ linear (mit $Q \rightarrow Q_0$ für $U_C(t) \rightarrow 0$). Ebenso ist er bei sehr großen Amplituden $U_C(t)$ näherungsweise linear ($Q \rightarrow Q_{\min}$ für $U_C(t) \rightarrow \infty$). Die Dynamikkompression K erfolgt im Bereich der 15 Sättigungsschwelle (SAT) und beträgt $K = Q_0/Q_{\min}$. Im Falle von $N = 4$ hintereinander geschalteten Filterstufen (in Fig.1 sind allerdings nur drei Filterstufen mittels dreier Resonator-Schaltkreise in einer Zeile vorgesehen) und den Werten $Q_0 = 10$ und $Q_{\min} = 1$ ist eine starke Kompression um 20 80dB ($K_N = (Q_0/Q_{\min})^N$) realisierbar.

Um den gesamten Hörbereich des Menschen abzudecken, wird eine Filterbank mit Resonanzfrequenzen im Bereich von ungefähr 20 Hz bis ungefähr 20 kHz realisiert, was durch 25 typischerweise fünfzig bis hundert Zeilen von Resonator-Schaltkreisen 101 (d.h. $n = 50$ bis $n = 100$) realisiert wird. Gemäß dem beschriebenen Ausführungsbeispiel wird der Wert der Induktivität auf $L = 1 \text{ H}$ festgelegt. Der jeweilige Wert C wird dann für jede Zeile von Resonator-Schaltkreisen 101 30 gemäß der von dieser Zeile abgedeckten Filterfrequenz f_0 aus der Resonanzfrequenz des entsprechenden LC-Glieds berechnet:

$$C = (4\pi^2 f^2 L)^{-1} \quad (3)$$

35 Es ist anzumerken, dass die nichtlineare Güte Q für jede Filterfrequenz f_0 , d.h. für jede Zeile von Resonator-

Schaltkreisen 101, unabhängig berechnet wird. Bezugnehmend auf Fig.1 bedeutet dies, dass jeder Zeile von Oszillator-Schaltkreisen 101 eine entsprechende Filterfrequenz f_0 zugeordnet ist, für welche der Wert der Güte $Q(t)$ berechnet wird.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig.3 ein Wellendigitalfilter 300 als Realisierung der in Fig.2 gezeigten Resonatorstufe 101 beschrieben.

10 Ein Wellendigitalfilter stellt eine Klasse von Digitalfiltern mit besonders günstigen Eigenschaften dar. Sie sind traditionellen Filtern aus den klassischen Bauelementen der Nachrichtentechnik nachgebildet und werden mit Hilfe moderner 15 integrierter Digitalschaltungen betrieben. Gemäß der Technologie eines Wellendigitalfilters kann anschaulich ein analoges Modell digital realisiert werden (beispielsweise unter Verwendung eines Computers).

20 Im Weiteren werden anschaulich die Komponenten des Wellendigitalfilters 300 aus Fig.3 den Komponenten des Resonator-Schaltkreises 101 aus Fig.2 anschaulich zugeordnet und die entsprechenden Größen definiert.

25 Ein erster Block 301 des Wellendigitalfilters 300 enthält einen reflexionsfreien seriellen Koppler mit den Impedanzen R_{11} und R_{13} . Anschaulich repräsentiert R_{11} den regelbaren ohmschen Widerstand R_{203} , bezogen auf einen Referenzwiderstand. R_{12} repräsentiert einen korrigierten 30 Widerstand (Impedanz) der Spule L_{202} bezogen auf eine Basisfrequenz. Ein zweiter Block 302 enthält einen parallelen Koppler, der die parallele Verschaltung der Kapazität 201 wiedergibt, wobei in dem zweiten Block die Leitwerte G_{21} , G_{22} , G_{23} dargestellt sind. G_{21} ist ein Eingangs-Leitwert des 35 zweiten Blocks ($G_{12}=1/R_{13}$) 302, G_{23} ist ein Ausgangs-Leitwert des zweiten Blocks 302. Mittels des Leitwerts G_{22} wird der Widerstand der Kapazität C_{201} modelliert. Ein dritter Block

30

303 repräsentiert einen Speicher bzw. ein Filterregister für die Kapazität 201 und ein vierter Block 304 repräsentiert einen Speicher bzw. ein Filterregister für die Spule 202.

5 Im Weiteren werden die in Fig.3 gezeigten Variablen definiert. Es ergeben sich die Parameter für ein Wellendigitalfilter jede Filterfrequenz zu:

$$R_{11}=R/R_B \quad (4)$$

10 $R_{12}=2\pi F_B L / (R_B \tan[\pi F_B/f_s]) \quad (5)$

$$R_{13}=R_{11}+R_{12} \quad (6)$$

15 $G_{21}=R_{13}^{-1} \quad (7)$

$$G_{22}=2\pi F_B C R_B / \tan(\pi F_B/f_s) \quad (8)$$

$$G_{23}=G_{21}+G_{22} \quad (9)$$

20 Hierbei ist R der ohmsche Widerstand 203 und R_B ein vorgebbarer Bezugswiderstand. F_B ist eine vorgebbare Bezugsfrequenz. Die Werte R_B und F_B dienen zum Skalieren. Da die Realisation gemäß dem beschriebenen

25 Ausführungsbeispiel mit Double Precision Float-Variablen realisiert ist, ist diese Normierung nicht relevant, wohl aber, wenn Integer-Arithmetik verwendet wird. L ist die Induktivität der Spule 202. Der Wert f_s ist eine Sampling-Frequenz des abgetasteten Zeitsignals. Die Größen R_{11} , R_{12} , R_{13} sind ohmsche Widerstände, wohingegen die Größen G_{21} , G_{22} und G_{23} Leitwerte, das heißt inverse ohmsche Widerstände sind.

30 Filter-Koeffizienten g_1 , g_2 ergeben sich zu:

35 $g_1=R_{11}/R_{13} \quad (10)$

31
 $g_2 = G_{21}/G_{23}$ (11)

Die Anfangswerte der Filterregister Z_1 (vierter Block 304) und Z_2 (dritter Block 303) werden zu Null initialisiert.

5 Die Signale an den einzelnen Ports lassen sich sukzessive berechnen. Für die "Vorwärtswelle" des Signals, das heißt anschaulich die Koeffizienten an den gemäß Fig.3 nach rechts orientierten Pfeile, ergibt sich:

10 $b_{13} = -(U + Z_1)$ (12)

$b_{20} = -g_2 (Z_2 - b_{13})$ (13)

15 $b_{23} = b_{20} + Z_2$ (14)

Die Größe U in Gleichung (12) ist das Eingabesignal 200.

20 Für die "Rückwärtswelle", das heißt anschaulich die gemäß Fig.3 nach links orientierten Pfeile, ergeben sich die Koeffizienten:

$b_{22} = b_{20} + b_{23}$ (15)

25 $b_{21} = b_{22} + Z_2 - b_{13}$ (16)

$a_0 = b_{21} - b_{13}$ (17)

$b_{11} = U - g_1 a_0$ (18)

30 $b_{12} = -(b_{11} + b_{21})$ (19)

Das Ausgabesignal U_C 204 berechnet sich dann zu:

35 $U_C = (b_{22} + Z_2 [sec]) / 2$ (20)

32

Die Filterregister (Blöcke 303, 304) werden wie folgt aktualisiert:

$$z_1 = -b_{12} \quad (21)$$

5

$$z_2 = b_{22} \quad (22)$$

Das Ausgabesignal U_c 204 wird als Eingabesignal U 200 an die der betrachteten Filterstufe 101 nachgeschaltete Filterstufe 101 übergeben. Basierend auf dem Ausgabesignal U_c 204 der letzten Filterstufe 101 einer Zeile von Filterstufen 101 wird die einzustellende Güte der hintereinander geschalteten Filter 101 gemäß Gleichung (1) neu ermittelt. Aus dem so ermittelten Wert für die Güte Q wird der Wert des die 15 Dämpfung bestimmenden Widerstands R gemäß Gleichung (2) berechnet. Mit dem veränderten Wert des ohmschen Widerstands R 203 werden die Filterwiderstände (R_{11} , R_{12} , R_{13} , G_{21} , G_{22} , G_{23}) und Filterkoeffizienten (g_1 , g_2) gemäß Gleichungen (4) bis (11) neu berechnet. Nach diesem Schritt wird das 20 Ausgabesignal für eine nächste Zeitscheibe berechnet. Mit anderen Worten kann das Zeitspektrum in mehrere Zeitscheiben zergliedert werden, die sukzessive numerisch berechnet werden.

25 Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig.4 ein Diagramm 400 erläutert, in dem die Funktionalität der erfindungsgemäß Schaltkreis-Anordnung gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung gezeigt ist. Diagramm 400 bezieht sich auf eine Schaltkreis-Anordnung mit $N=4$ 30 hintereinander geschalteten Resonator-Schaltkreisen. Als maximaler Q -Wert ist $Q_0=10$ angenommen, als minimaler Q -Wert ist $Q_{\min}=1$ angenommen.

35 Entlang einer Abszisse 401 des Diagramms 400 ist in einer logarithmischen Darstellung die auf eine Referenzfrequenz f_0 normierte Frequenz eines Signals aufgetragen. Entlang einer Ordinate 402 ist in einer logarithmischen Darstellung die

Reaktion des Systems auf ein Eingabesignal einer bestimmten Intensität gezeigt. Erste bis achte Kurven 403 bis 410 stellen die Frequenzgang (d.h. hier den jeweiligen Wert der Maximalamplitude des Filterausgangs) der erfindungsgemäßen Schaltkreis-Anordnung für unterschiedliche Signal-Amplituden (bezogen auf eine Referenzamplitude) dar. Die erste Kurve 403 entspricht einer Amplitude von 1×10^{-9} , die zweite Kurve 404 entspricht einer Amplitude von 1×10^{-4} , die dritte Kurve 405 entspricht einer Amplitude von 1×10^{-3} , die vierte Kurve 406 entspricht einer Amplitude von 1×10^{-2} , die fünfte Kurve 407 entspricht einer Amplitude von 1×10^{-1} , die sechste Kurve 408 entspricht einer Amplitude von 1×10^0 , die siebte Kurve 409 entspricht einer Amplitude von 1×10^1 und die achte Kurve 410 entspricht einer Amplitude von 1×10^6 . Ferner ist als Eingabesignal eine Sinusschwingung angenommen, die mit einem \cos^2 -Fenster gefenstert ist. Kurven 403 bis 410 ergeben sich für eine gesamte Filterbank aus $N=4$ rückkopplungsfrei hintereinander geschalteten Resonator-Schaltkreisen.

Zunächst ist aus dem Diagramm 400 ersichtlich, dass die Dämpfung des Eingabesignals umso stärker ist, je höher die Signalintensität bzw. Signalamplitude ist. Bei sehr kleinen Amplituden sind die Filter linear und die Resonanzüberhöhung beträgt ungefähr 80dB. Die Antwort der Filterbank nimmt zu hohen tiefen Frequenzen sehr steil ab, da die Filter als Tiefpass realisiert sind (vgl. Fig. 2). Die hochfrequente Antwort der Filter fällt mit ungefähr 6dB pro Oktave ab, bedingt durch die Skalierung der Filterparameter mit f_0 . Die Kurven in Fig. 4 bilden die stark asymmetrische Frequenz Selektivität des menschlichen Gehörs in guter Näherung nach.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig. 5 die Beziehung zwischen Amplituden des Eingabesignals und des Ausgabesignals einer erfindungsgemäßen Schaltkreis-Anordnung beschrieben.

In dem Diagramm 500 ist entlang einer Abszisse in logarithmischer Darstellung ein Schalldruckpegel A_{in} in dB

aufgetragen, bezogen auf einen Schalldruck der Bezugsgröße $20\mu\text{Pa}$. Entlang einer Ordinate 502 ist in willkürlichen Einheiten die Stärke eines Ausgabesignals A_{out} in dB aufgetragen. Kurven 503 bis 507 zeigen für unterschiedliche 5 Szenarien die Wachstumsfunktion einer Filterkaskade aus vier Resonator-Schaltkreisen (Hintereinanderschaltung von $N = 4$ Filtern) bei der Resonanzfrequenz f_0 . Als minimale Güte ist $Q_{\text{min}} = 1$ angenommen.

10 Eine erste Kurve 503 zeigt eine lineare Wachstumsfunktion. Eine zweite Kurve 504 zeigt eine Wachstumsfunktion des Innenohrs, d.h. die Geschwindigkeit der Basilarmembran bezogen auf den Schalldruck gemessen vor dem Trommelfell. Die Daten der zweiten Kurve 504 sind aus [2] entnommen. Eine 15 dritte Kurve 505 zeigt den Kurvenverlauf für eine Güte $Q = 2$, eine vierte Kurve 506 zeigt den Verlauf für $Q = 4$ und eine fünfte Kurve 507 zeigt den Verlauf für $Q = 10$.

20 Anschaulich ist in Fig.5 somit die Wachstumsfunktion eines Filterausgangs für $f = f_0$ mit der Filtergüte Q als Parameter gezeigt. Bei sehr großen und sehr kleinen Amplituden sind die Wachstumsfunktionen näherungsweise linear. Auffällig ist der große Kompressionsbereich (insbesondere bei großem Q), der sich über mehr als vier Dekaden erstreckt. Der große 25 Dynamikbereich des Eingabesignals (100 dB) wird auf 40 dB (für $Q = 10$) komprimiert. Aufgrund der Resonanzüberhöhung werden leise Signale frequenzspezifisch "verstärkt". Die Wachstumsfunktion bildet am lebenden Hörsystem gemessene Schwingungsantworten sehr gut nach (vgl. mit Kurve 504). 30 Daher ist mit der erfindungsgemäßen Schaltkreis-Anordnung eine näherungsweise technische Nachbildung der nichtlinearen Vorverarbeitung im Innenohr realisiert.

35 Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig.6A eine Schaltkreis-Anordnung 600 gemäß einem anderen bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung beschrieben.

Die Schaltkreis-Anordnung 600 ist gebildet aus einem ersten Resonator-Schaltkreis 601 und einem zweiten Resonator-Schaltkreis 602, von denen jeder aufgebaut ist wie der in Fig. 2 gezeigte Resonator-Schaltkreis 101. Der zweite Resonator-Schaltkreis 602 ist dem ersten Resonator-Schaltkreis 601 nachgeschaltet.

5 Anschaulich kann die Schaltkreis-Anordnung 600 als direkt gekoppelte Realisierung von zwei ($N = 2$) hintereinander 10 geschalteten Resonator-Schaltkreisen 601, 602 angesehen werden.

15 Wie in Fig. 6A gezeigt ist der zweite Anschluss der Spule 202 des vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises 601 mit dem ersten Anschluss des ohmschen Widerstandes 203 des 20 nachgeschalteten zweiten Resonator-Schaltkreises 602 gekoppelt.

25 Gemäß dem in Fig. 6A gezeigten Ausführungsbeispiel miteinander unmittelbar verkoppelten Resonator-Schaltkreise 601, 602 ist die Ausgabespannung U_{C1} des vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises 601 gleich der Eingabespannung des folgenden Resonator-Schaltkreises 602. Ferner ist der Ausgabestrom des ersten Resonator-Schaltkreises 601 gleich dem Eingabestrom des zweiten Resonator-Schaltkreises 602.

30 Es ist anzumerken, dass die Werte der Widerstände $R1$ bzw. $R2$, der Induktivitäten $L1$ bzw. $L2$ sowie der Kapazitäten $C1$ bzw. $C2$ der Resonator-Schaltkreise 601, 602 voneinander unterschiedlich sein können bzw. unterschiedlich eingestellt/geregelt werden können.

35 Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig. 6B eine Realisierung der in Fig. 6A gezeigten Resonator-Schaltkreise 601, 602 als Wellendigitalfilter 650 beschrieben.

Anschaulich ist das Wellendigitalfilter 650 gebildet aus einer ersten Komponente 651, welche den ersten Resonator-Schaltkreis 601 repräsentiert, und aus einer zweiten Komponente 652, welche den zweiten Resonator-Schaltkreis 602 repräsentiert. Entsprechend der verkoppelten Konfiguration der Resonator-Schaltkreise 601, 602 gemäß Fig. 6A sind die beiden Komponenten 651, 652 in der Fig. 6B gezeigten Weise direkt miteinander gekoppelt. Der interne Aufbau jeder der Komponenten 651, 652 entspricht im Wesentlichen jener des Wellendigitalfilters 300 aus Fig. 3.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig. 7A eine Schaltkreis-Anordnung 700 gemäß noch einem anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung beschrieben.

Die Schaltkreis-Anordnung 700 ist gebildet aus einem ersten Resonator-Schaltkreis 701 und einem zweiten Resonator-Schaltkreis 702, welche in Serie geschaltet sind. Anschaulich sind die Resonator-Schaltkreise 701, 702 in einer voneinander entkoppelten Konfiguration hintereinander geschaltet, d.h., dass zwischen die Resonator-Schaltkreise 701 und 702 ein Zwischenelement geschaltet ist.

Jeder der Resonator-Schaltkreise 701, 702 ist im Wesentlichen aufgebaut wie der in Fig. 2 gezeigte Resonator-Schaltkreis 101. Ferner ist zwischen dem ersten Resonator-Schaltkreis 701 und dem zweiten Resonator-Schaltkreis 702 ein Operationsverstärker 703 vorgesehen, wobei ein nichtinvertierender Eingang 703a des Operationsverstärkers 703 mit dem zweiten Anschluss der Spule 202 des vorgeschalteten ersten Resonator-Schaltkreises 701 gekoppelt ist. Ferner ist ein invertierender Eingang 703b des Operationsverstärkers 703 mit dessen Ausgang 703c rückgekoppelt und mit dem ersten Anschluss des ohmschen Widerstands 203 des dem ersten Resonator-Schaltkreis 701 nachgeschalteten zweiten Resonator-Schaltkreises 702 gekoppelt.

Gemäß dieser Konfiguration ist die Ausgabespannung des vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises 701 U_{C1} 204 gleich der Eingabespannung des dem ersten Resonator-Schaltkreis 701 5 nachgeschalteten zweiten Resonator-Schaltkreises 702. Der Ausgabestrom eines jeweiligen Resonator-Schaltkreises ist Null. Der Eingabestrom des dem vorgeschalteten ersten Resonator-Schaltkreis 701 nachgeschalteten zweiten Resonator-Schaltkreises 702 beruht lediglich auf der Impedanz des 10 nachgeschalteten zweiten Resonator-Schaltkreises 702. Wie in Fig.7A gezeigt, ist in Analogtechnik eine Realisation dieser Umstände mittels eines Impedanzwandlers realisierbar, der die Ausgabespannung des vorgeschalteten Resonator-Schaltkreises 701 dem Eingang des nachgeschalteten Resonator-Schaltkreises 15 702 einprägt.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig.7B ein Wellendigitalfilter 750 als Realisierung der Schaltkreis-Anordnung 700 aus Fig.7A beschrieben.

20 Das Wellendigitalfilter 750 ist in eine erste Komponente 751 und in eine zweite Komponente 752 aufgeteilt, wobei die erste Komponente 751 den ersten Resonator-Schaltkreis 701 repräsentiert, und wobei die zweite Komponente 752 den zweiten Resonator-Schaltkreis 702 repräsentiert. Aufgrund der 25 Funktionalität des Operationsverstärkers 703 sind die beiden Komponenten 751, 752 voneinander anschaulich gekoppelt. Der interne Aufbau jeder der Komponenten 751, 752 entspricht im Wesentlichen der in Fig.3 gezeigten Konfiguration. Das 30 Eingabesignal der ersten Komponente 751 ist U , das Eingabesignal der zweiten Komponente 752 ist U_{C1} .

Die Kombination der linearen Filterbank 808 mit den nichtlinearen Kompressionsstufen 101 bildet erfindungsgemäß 35 das nichtlineare Schwingungsverhalten des Innenohrs der Säugetiere sehr gut nach, wie in Zusammenhang mit Fig.5 oben erläutert wurde.

Insbesondere wird eine große Dynamikkompression von Schallpegeln im Bereich von 0 dB_{SPL} bis 120 dB_{SPL} auf einen Bereich von 1 nm bis 100 nm (dies entspricht ungefähr 40 dB) 5 erreicht (vgl. Fig.10), was für die Weiterverarbeitung im Rahmen der Merkmalsextraktion und der Spracherkennung von sehr großer Bedeutung ist.

Fig.10 zeigt in einem Diagramm 1000, in welchen entlang einer 10 Abszisse 1001 die Cochlea-Position dargestellt ist und entlang der Ordinate 1002 die an der jeweiligen Cochlea-Position auftretende Auslenkung der Basilarmembran. Anschaulich stellt somit das Diagramm 1000 ein 15 Erregungsmuster (RMS-Wert) des nichtlinearen Basilarmembran-Modells für einen 1 KHz-Ton dar. Die dargestellten Kurven 1003, 1004, 1005, 1006, 1007, 1008, 1009, sind an der Stelle 1010 mit der größten Empfindlichkeit (dargestellt in Figur 10 als gestrichelte Linie) in der üblicherweise an der Position von 21 mm bezogen auf die Null-Position der Cochlea, sehr 20 stark komprimiert. Ferner zeigt Fig.10 eine Erregungsschwelle 1011, oberhalb der das Gehör des menschlichen Hörsystems eine Signalauslenkung wahrnimmt.

Das von den jeweiligen Resonator-Schaltkreisen 101 am Ende 25 einer jeweiligen Serienschaltung bereitgestellte Basilarmembran-Signal x_{BM1} wird jeweils einer in Fig.11 dargestellten jeweiligen Filterausgangs-Schaltung 1100 zugeführt.

30 Jede Filterausgangs-Schaltung 1100 weist einen Hochpassfilter 1101, eine dazu ausgangsseitig nachfolgend gekoppelte Gleichrichter-Schaltung 1102, einen in Signalflussrichtung nachfolgend gekoppelten Tiefpassfilter 1103, eine in Signalflussrichtung nachfolgend gekoppelte Aktivierungs- 35 Schaltung 1104 sowie eine Vesikel-Pool-Schaltung 1105 und einer Neurotransmitter-Schaltung 1106 auf.

Das jeweilige Basilarmembran-Signal $x_{BM1}, x_{BMi}, \dots, x_{BMn}$ wird mittels eines eine Kapazität 1107 und einen ohmschen Widerstand 1108 aufweisenden Hochpassfilters 1101 hochpassgefiltert und skaliert, so dass mittels einer Boltzmann-Funktion zweiter 5 Ordnung nur der sprachrelevante jeweilige Dynamikbereich extrahiert wird. Mittels des Hochpassfilters 1101 erster Ordnung wird die noch relativ flache Flanke der Filterkurven des Innenohres, wie sie in Fig.10 dargestellt ist, etwas verschärft.

10 Gemäß diesem Ausführungsbeispiel der Erfindung entspricht die Eckfrequenz des Hochpassfilters 1101 der Frequenz der maximalen Empfindlichkeit der Basilarmembran-Schwingung.

15 Die Asymmetrie der erfindungsgemäß verwendeten Boltzmann-Funktion bewirkt eine Gleichrichtung des Signals (realisiert gemäß dieser Ausführungsbeispiel mittels der Gleichrichter-Schaltung 1102, das in der nächsten Stufe mittels des Tiefpassfilters 1103 tiefpassgefiltert wird, so dass am 20 Ausgang des Tiefpassfilters 1103 ein Rezeptorpotential-Signal U_M bereitgestellt wird.

25 Gemäß diesem Ausführungsbeispiel der Erfindung weist der ohmsche Widerstand 1109 des Tiefpassfilters 1103 in Analogie zu der Zellmembran einen Leitwert $g_M = 60 \text{ nS}$ auf und die Kapazität 1110 des Tiefpassfilters 1103 weist eine die Zellmembran nachbildende Kapazität von $C_M = 12 \text{ pF}$ auf.

30 Die Aktivierung der jeweiligen Zelle, erfindungsgemäß nachgebildet durch die Vesikel-Pool-Schaltung 1105 und der Neurotransmitter-Schaltung 1106 wird aus dem Rezeptorpotential U_M mit einer Boltzmann-Funktion erster Ordnung berechnet.

35 Die Tiefpassfilterung und die Gleichrichtung, wie oben beschrieben, haben mehrere Effekte:

- a) Bei niedrigen Signalfrequenzen erfolgt pro Zyklus der akustischen Anregung genau eine maximale Erregung der sensorischen Zellen,
- 5 b) akustische Signale im Frequenzbereich oberhalb der Grenzfrequenz der inneren Haarzellen führen zu einer Aktivierung entsprechend ihrer Hüllkurve, und
- 10 c) die Sensitivität und Sättigung der Boltzmann-Funktion bewirken eine Fokussierung der Schallverarbeitung auf sprachrelevante Information.

Die Weiterverarbeitung des Rezeptorpotential-Signals U_M erfolgt derart, anders ausgedrückt, die Vesikel-Pool-Schaltung 1105 und die Neurotransmitter-Schaltung 1106 sind derart eingerichtet, dass zeitliche Veränderungen des Schallsignals (das heißt des Eingabesignals) betont werden und gleich bleibende, im Wesentlichen zeitlich konstante Signalanteile des Eingabesignals werden vernachlässigt (adaptiert).

Auf diese Weise werden stationäre Signale (beispielsweise Störgeräusche) wirkungsvoll unterdrückt.

25 Die Adaption wird gemäß diesem Ausführungsbeispiel der Erfindung modelliert mittels der Vesikel-Pool-Schaltung 1105, wobei der nachgebildete Vesikel-Pool stetig (aber langsam) auf seinen Sollwert aufgefüllt wird. Von der Vesikel-Pool-Schaltung 1105 erfolgt, relativ zur aktuellen Vesikel-Pool-Größe und einer Wahrscheinlichkeit, die mit einer Boltzmann-Funktion vom Membranpotential der inneren Haarzelle abgeleitet wird, ein Neurotransmitter-Strom (gemäß diesem Ausführungsbeispiel der Erfindung mit einer Rate von 35 28.000/s).

Bei Schallsignalen mit großer Amplitude wird ein Großteil des Vesikel-Pools abgebaut, spätere Signalanteile generieren daher nur ein kleines Signal, das heißt ein Signal mit kleiner Amplitude.

5

In Phasen mit anliegendem Eingabesignal geringer Amplitude regeneriert sich der Vesikel-Pool wieder. Anders ausgedrückt bedeutet dies, dass die Vesikel-Pool-Schaltung 1105 die oben beschriebene Funktionalität nachbildet, wobei diese derart eingerichtet ist, dass zwei Zeitkonstanten realisiert sind, nämlich eine erste Zeitkonstante von $\tau_1 = 140$ ms und einer zweiten Zeitkonstanten $\tau_2 = 3$ ms).

15 Der Neurotransmitter-Strom fließt in den „synaptischen Spalt“, wo er mit in der von dem Neurotransmitter, erfindungsgemäß nachgebildet mittels der Neurotransmitter-Schaltung 1106, mit einer Zeitkonstanten $\tau_3 = 1$ ms abgebaut wird.

20 Neben der Vesikel-Funktion aus dem Vesikel-Pool entsteht ein weiterer Neurotransmitter-Strom, der nur von dem Membranpotential der inneren Haarzelle abhängt, weshalb in dem gewählten Modell von einer unendlichen Vesikel-Pool-Größe ausgegangen wird und von einer Rate von 9.000/s.

25

Die beiden Neurotransmitter-Ströme erlauben eine adäquate Codierung von stationären und transienten Schallsignalen, d.h. eine adäquate Codierung von Nervenaktions-Potentialen.

30 Der Vesikel-Pool 1105 kann sowohl kontinuierlich als auch aus diskreten Vesikeln bestehend modelliert werden. Bei einer diskreten Modellierung ergibt sich der Neurotransmitter-Strom als stochastischer Prozess. Dieses Vorgehen wird gewählt, um das Schaltsignal in diskrete Nervenaktions-Potentiale zu
35 codieren.

42

Ein Nervenaktions-Potential ist in Fig.12 in einem Nervenaktions-Potential-Diagramm 1200 dargestellt und wird ausgelöst, wenn die Konzentration des jeweiligen Neurotransmitters in dem synaptischen Spalt einen 5 vorgegebenen Schwellwert, gemäß diesem Ausführungsbeispiel 1,0 Vesikel, übersteigt.

Fig.12 zeigt die erzeugte modellierten Nervenaktions-Potentiale bei Anregung mit einem künstlichen Vokal „e“.

10 Es ergeben sich bei beiden Formantfrequenzen des Vokals „e“ Erregungen. Ferner ist auf die zeitliche Struktur (insbesondere beim zweiten Formanten) die mit der Sprach-Grundfrequenz (100 Hz entsprechen 10 ms) moduliert ist, 15 erreicht.

20 Eine sehr vorteilhafte Eigenschaft der erfindungsgemäßen Merkmalsextraktions-Einheit 801 ist, dass sie anhand der erreichbaren Erkennungsleistung im Rahmen eines Spracherkennungsverfahrens eines automatischen Spracherkennungssystems evaluiert und optimiert werden kann.

25 In Fig.13 ist in einem Diagramm 1300 die Spracherkennungsleistung eines üblichen Fast Fourier Transformations-basierten Spracherkennungsverfahren (Wortfehlerrate-Kurve 1301) mit unterschiedlichen erfindungsgemäßen Verarbeitungsstufen (nur Innenohrmodell-Komponente, Wortfehlerrate-Kurve 1302) bzw. Sensorenzellen-Wortfehlerrate-Kurve 1303 bei unterschiedlichen 30 Störgeräuschen (aufgetragen entlang der Abszisse) dargestellt.

35 Entlang der Ordinate 1305 ist in Fig.13 die jeweils erreichte Wortfehler-Rate dargestellt.

Wie in Fig.13 gezeigt ist, ist ohne Existenz von Störgeräuschen die Erkennungsleistung der üblichen Fast

Fourier Transformation-basierten Verfahren qualitativ höherwertiger, was insbesondere auf den Reifegrad der schon seit Jahren entwickelten Algorithmen zurückzuführen ist, jedoch ist bei wachsenden Störgeräuschen die Robustheit der 5 erfindungsgemäß bereitgestellten Merkmale offensichtlich.

In diesem Dokument ist folgende Veröffentlichung zitiert:

- [1] E.G. Schukat-Talamazzini, Automatische Spracherkennung, Friedrich Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft, Braunschweig-Wiesbaden, ISBN 3-528-05492-1, Kapitel 1 bis 3, 1995;
- [2] S. Seneff, A Computational Model for the Perforal Auditory System: Application to Speech Recognition Research, Proceedings of IEEE ICASSP 1986, Tokyo, Seiten 1983 bis 1986, Tokyo, 1986;
- [3] M. Hunke und T. Holton, Training Machine Classifiers to Match the Performance of Human Listeners in a Natural Vowel Classification Task, ICSSLP, Seiten 574 bis 577, 1996;
- [4] S. Sandhu und O. Ghitza, A Comparative Study of MEL Cepstra and EIH for Phone Classification under Adverse Conditions, IEEE, Seiten 409 bis 412, 1995;
- [5] C. Sumner et al., A Revised Model of the Inner-Hair-Cell and Auditory Nerve Complex, Journal of Acoustic Society of America, Vol. 111, Seiten 2178 bis 2188, Mai 2002;
- [6] T. Dau, Modell der effektiven Signalverarbeitung im Gehör, Einblicke, Nr. 29, Seiten 16 bis 18, April 1999;
- [7] V. Hohmann, Signalverarbeitung in digitalen Hörgeräten, Einblicke, Nr. 33, Seiten 24 bis 26, Juni 2001;
- [8] H. W. Strube, A Computationally Efficient Basilar-Membrane-Model, Acustica, Vol. 58, Seiten 207 bis 214, 1985;
- [9] M. A. Ruggero et al., Mechanical Basis of Frequency Tuning and Neural Excitation at the Base of the Cochlea:

45

Comparison of Basilar-Membrane-Vibration and Auditory
Nerve-Fibre-Responses in Chinchilla, Proceedings of
National Academy of Science USA, Vol. 97, Nr. 22, Seiten
11744 bis 11750, October 2000;

5

[10] P. Dallos et al., The Cochlea, ISBN 0387944494,
Springer-Verlag, Kapitel 6, Seiten 318 bis 385, 1998;

[11] DE 691 31 095 T2.

10

Bezugszeichenliste

- 100 Schaltkreis-Anordnung
- 101 Resonator-Schaltkreise
- 102 globales Eingabesignal
- 103 (Schall-) Signalquelle
- 104 erstes lokales Ausgabesignal
- 105 erstes lokales Eingabesignal
- 106 zweites lokales Ausgabesignal
- 107 zweites lokales Eingabesignal
- 108 drittes lokales Ausgabesignal
- 109 globales Ausgabesignal
- 111 Steuer-Schaltkreis

- 200 Eingabesignal
- 201 Kapazität
- 202 Induktivität
- 203 regelbarer ohmscher Widerstand
- 204 Ausgabesignal

- 300 Wellendigitalfilter
- 301 erster Block (serieller Koppler)
- 302 zweiter Block (paralleler Koppler)
- 303 dritter Block (Speicherelement für Kapazität)
- 304 vierter Block (Speicherelement für Induktivität)

- 400 Diagramm
- 401 Abszisse
- 402 Ordinate
- 403 erste Kurve
- 404 zweite Kurve
- 405 dritte Kurve
- 406 vierte Kurve
- 407 fünfte Kurve
- 408 sechste Kurve

409 siebte Kurve

410 achte Kurve

500 Diagramm

501 Abszisse

502 Ordinate

503 erste Kurve

504 zweite Kurve

505 dritte Kurve

506 vierte Kurve

507 fünfte Kurve

600 Schaltkreis-Anordnung

601 erster Resonator-Schaltkreis

602 zweiter Resonator-Schaltkreis

650 Wellendigitalfilter

651 erste Komponente

652 zweite Komponente

700 Schaltkreis-Anordnung

701 erster Resonator-Schaltkreis

702 zweiter Resonator-Schaltkreis

703 Operationsverstärker

703a nichtinvertierender Eingang

703b invertierender Eingang

703c Ausgang

750 Wellendigitalfilter

751 erste Komponente

752 zweite Komponente

800 Spracherkennungs-System

801 Merkmalsextraktions-System

802 Spracherkennungs-Einrichtung

803 Eingabesignal

804 Gehörgangsmodell-Komponente

805 Signal
806 Mittelohrmodell-Komponente
807 Signal
808 Innenohrmodell-Komponente
809 Signal
810 Sensorzellenmodell-Komponente
811 Signal
812 Synaptische-Modell-Komponente
813 Signal

901 Induktivität
902 Ohmscher Widerstand
903 Filterbank
904a Induktivität Filterstufe
904b Ohmscher Widerstand Filterstufe
904c Kapazität Filterstufe
905 Filterstufe
905a Induktivität Filterstufe
905b Ohmscher Widerstand Filterstufe
905c Kapazität Filterstufe
906 Filterstufe
906a Induktivität Filterstufe
906b Ohmscher Widerstand Filterstufe
906c Kapazität Filterstufe
907 Ohmscher Abschluss-Widerstand
x_{BM} Basilarmembran-Signal

1000 Diagramm
1001 Abszisse
1002 Ordinate
1003 Erregungskurve
1004 Erregungskurve
1005 Erregungskurve
1006 Erregungskurve
1007 Erregungskurve
1008 Erregungskurve
1009 Erregungskurve

- 1010 Stelle mit der größten Empfindlichkeit
- 1011 Erregungsschwelle

- 1100 Filterausgangs-Verarbeitungs-Schaltung
- 1101 Hochpass
- 1102 Gleichrichter-Schaltung
- 1103 Tiefpass-Filter
- 1104 Aktivierungs-Schaltung
- 1105 Vesikel-Schaltung
- 1106 Neurotransmitter-Schaltung
- 1107 Kapazität Hochpassfilter
- 1108 Ohmscher Widerstand Hochpassfilter
- 1109 Ohmscher Widerstand Tiefpassfilter
- 1110 Kapazität Tiefpassfilter

- 1200 Diagramm

- 1300 Diagramm
- 1301 Wortfehlerraten-Kurve
- 1302 Wortfehlerraten-Kurve
- 1303 Wortfehlerraten-Kurve
- 1304 Abszisse
- 1305 Ordinate

Patentansprüche**1. Schaltkreis-Anordnung**

- mit einer Filterbank mit einer Mehrzahl von Filterstufen und einem Filterbank-Eingang, welchem ein Eingabesignal zuführbar ist,
- mit einer Mehrzahl von Resonator-Schaltkreisen zum Generieren jeweils eines Teil-Ausgabesignals aus dem Eingabesignal, wobei jeder Resonator-Schaltkreis jeweils einer Filterstufe der Mehrzahl von Filterstufen zugeordnet und mit einem Ausgang der jeweiligen Filterstufe gekoppelt ist,
- wobei jeder Resonator-Schaltkreis aufweist:
 - eine Kapazität,
 - eine Induktivität,
 - einen Resonator-Ausgang, an dem das jeweilige Teil-Ausgabesignal bereitstellbar ist;
- mindestens einen Resonator-Steuer-Schaltkreis zum Steuern oder Regeln der Güte mindestens eines Resonator-Schaltkreises, wobei der mindestens eine Resonator-Steuer-Schaltkreis derart eingerichtet ist, dass er die Güte des Resonator-Schaltkreises abhängig von dem Zeitverlauf der Signalamplitude des Eingabesignals und/oder des Teil-Ausgabesignals des Resonator-Schaltkreises steuert oder regelt.

2. Schaltkreis-Anordnung gemäß Anspruch 1,

- bei der jeder Resonator-Schaltkreis eine Mehrzahl von in Serie miteinander gekoppelten Teil-Resonator-Schaltkreisen aufweist, und
- wobei zumindest einer der Teil-Resonator-Schaltkreise mit einem Ausgang des Resonator-Schaltkreises gekoppelt ist.

35 3. Schaltkreis-Anordnung gemäß Anspruch 1 oder 2,

bei der die Filterbank als lineares Willendigitalfilter ausgestaltet ist.

4. Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3, bei dem zumindest einer der Resonator-Schaltkreise einen mittels des Resonator-Steuer-Schaltkreises steuerbaren ohmschen Widerstand aufweist.
5
5. Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 4, mit einer Mehrzahl von Hochpassfiltern, wobei jeder Filterstufe mindestens ein Hochpassfilter zugeordnet ist, 10 wobei jeweils ein Hochpassfilter an den Ausgang eines jeweiligen Resonator-Schaltkreises gekoppelt ist.
6. Schaltkreis-Anordnung gemäß Anspruch 5, bei dem zumindest ein Teil der Hochpassfilter als 15 Hochpassfilter erster Ordnung ausgestaltet sind.
7. Schaltkreis-Anordnung gemäß Anspruch 6, bei dem die Eckfrequenz zumindest eines Teils der Hochpassfilter erster Ordnung derart gewählt ist, dass sie 20 der Frequenz der maximalen Empfindlichkeit einer Basilarmembranschwingung eines Innenohrs eines Säugetiers entspricht.
8. Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 5 bis 7, 25 mit einer Mehrzahl von Gleichrichter-Schaltungen, wobei jeweils eine Gleichrichter-Schaltung einer der Filterstufen und einem Hochpassfilter zugeordnet ist und mit einem Ausgang eines jeweiligen Hochpassfilters gekoppelt ist.
30
9. Schaltkreis-Anordnung gemäß Anspruch 8, mit einer Mehrzahl von Tiefpassfiltern, wobei jeweils ein Tiefpassfilter einer Gleichrichter-Schaltung zugeordnet und mit einem Ausgang einer jeweiligen Gleichrichter-Schaltung gekoppelt ist.
35
10. Schaltkreis-Anordnung gemäß Anspruch 9,

mit einer Mehrzahl von Aktivierungs-Schaltungen, wobei jeweils eine Aktivierungs-Schaltung einer der Filterstufen zugeordnet ist, wobei jede Aktivierungs-Schaltung eingerichtet ist zum Verstärken einer zeitlichen Veränderung eines der Aktivierungs-Schaltung zugeführten Signals und zum Dämpfen von zeitlich im Wesentlichen konstanten Komponenten des der Aktivierungs-Schaltung zugeführten Signals.

5 10 11. Schaltkreis-Anordnung gemäß Anspruch 10, bei der jede Aktivierungs-Schaltung eine Vesikel-Pool-Schaltung aufweist mit einer Vielzahl von Vesikel-Schaltungen.

15 12. Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 11, bei der der Resonator-Steuer-Schaltkreis derart eingerichtet ist, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises basierend auf einer Boltzmann-Funktion und/oder deren Ableitung steuert, wobei die 20 Boltzmann-Funktion die Amplitude des jeweiligen Teil-Ausgabesignals als Parameter enthält.

25 13. Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 12, bei der der Resonator-Steuer-Schaltkreis derart eingerichtet ist, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises in Abhängigkeit von der Amplitude des jeweiligen Teil-Ausgabesignals basierend auf einer für ein Ohr eines Menschen ermittelten 30 Empfindlichkeitscharakteristik einstellt.

30 14. Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 13, bei der der Resonator-Steuer-Schaltkreis derart eingerichtet ist, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises um so geringer einstellt, je höher 35 die Amplitude des jeweiligen Teil-Ausgabesignals ist.

15. Schaltkreis-Anordnung gemäß Anspruch 14,

bei der der Resonator-Steuer-Schaltkreis derart eingerichtet ist, dass er die Güte des mindestens einen Resonator-Schaltkreises in einer nichtlinearen Abhängigkeit von der Amplitude des jeweiligen Teil-
5 Ausgabesignals einstellt.

16. Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 15, bei der der Resonator-Steuer-Schaltkreis derart eingerichtet ist, dass er die Güte des mindestens einen

10 Resonator-Schaltkreises derart einstellt, dass die Amplitude des jeweiligen Teil-Ausgabesignals innerhalb eines vorbestimmten Intervalls ist.

17. Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 16, eingerichtet zum Verarbeiten eines akustischen Signals als 15 Eingabesignal der Filterbank.

18. Signalverarbeitungs-Vorrichtung

- mit einer Schaltkreis-Anordnung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 17, und
- mit einer Weiterverarbeitungs-Einheit zum Weiterverarbeiten des von der Schaltkreis-Anordnung bereitgestellten Signals.

25 19. Signalverarbeitungs-Vorrichtung gemäß Anspruch 18, bei der die Weiterverarbeitungs-Einheit eine Spracherkennungs-Einrichtung oder ein Hörgerät ist.

FIG 1

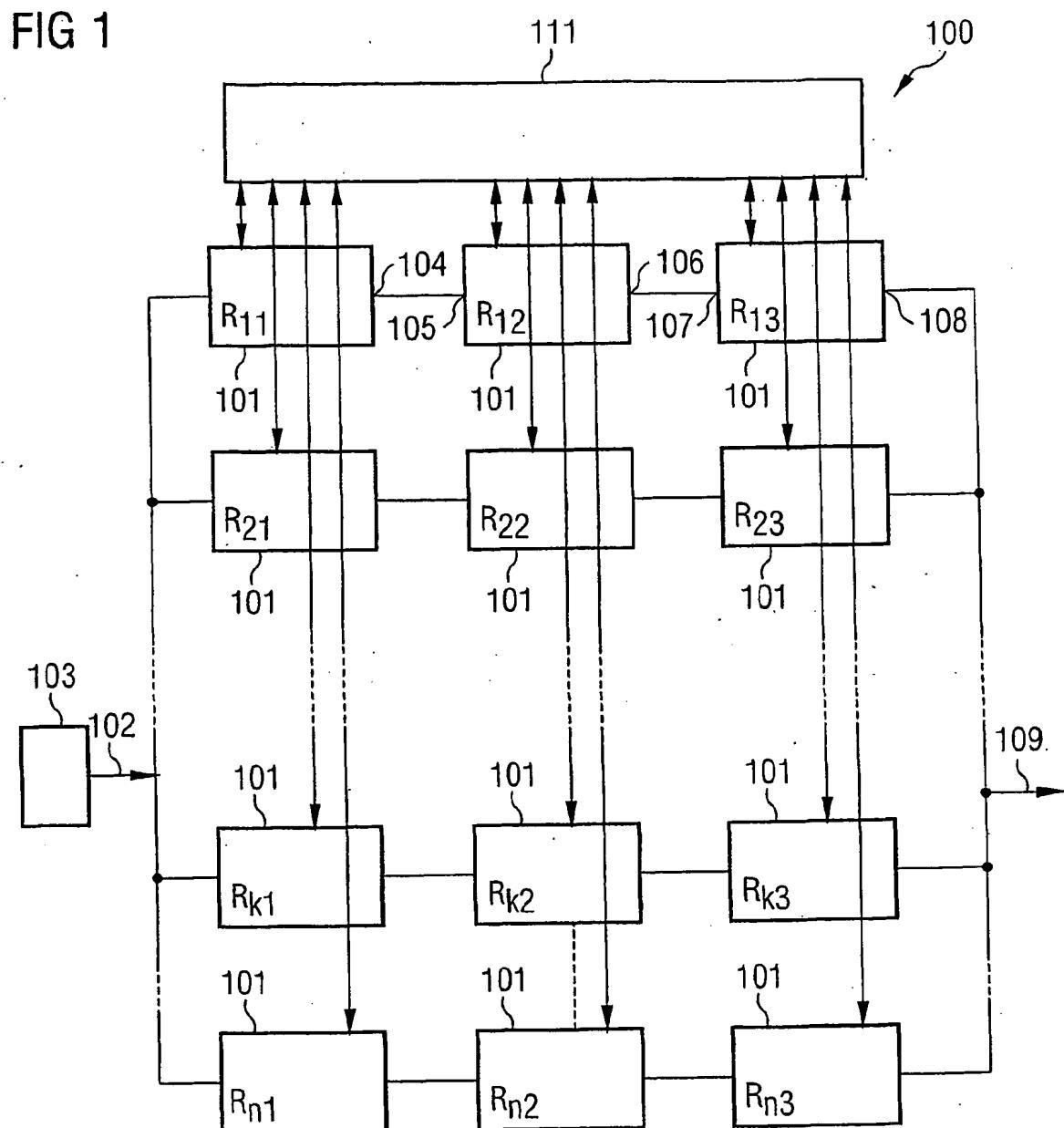


FIG 2

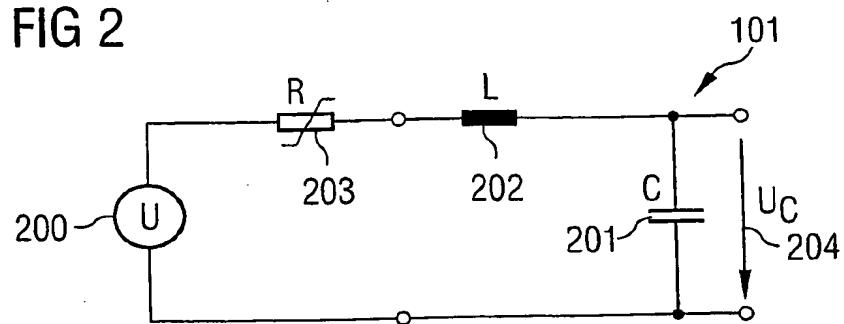
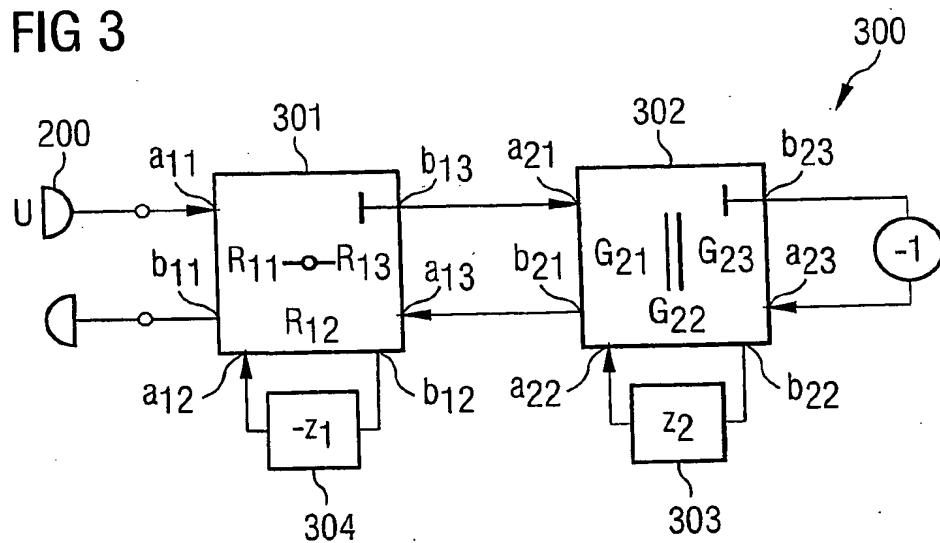


FIG 3



3/8

FIG 4

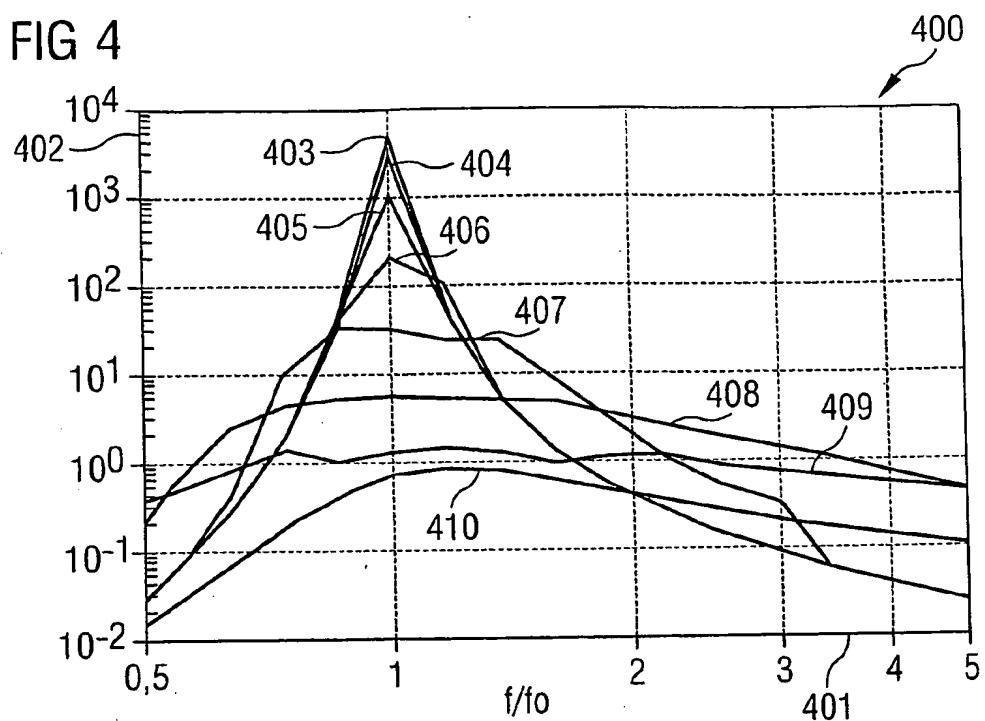


FIG 5

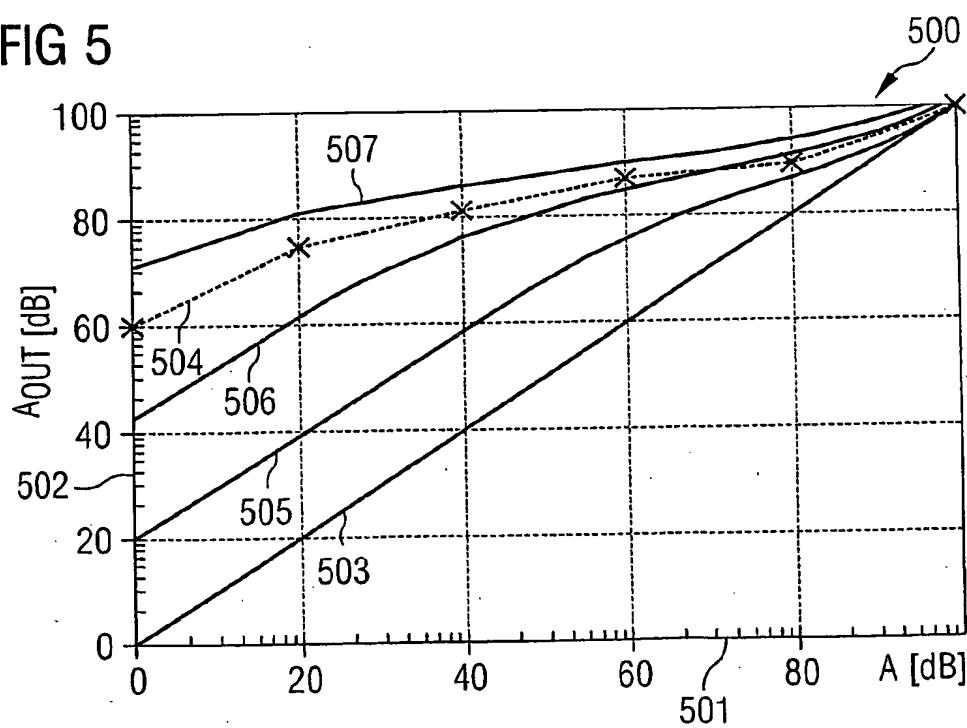


FIG 6A

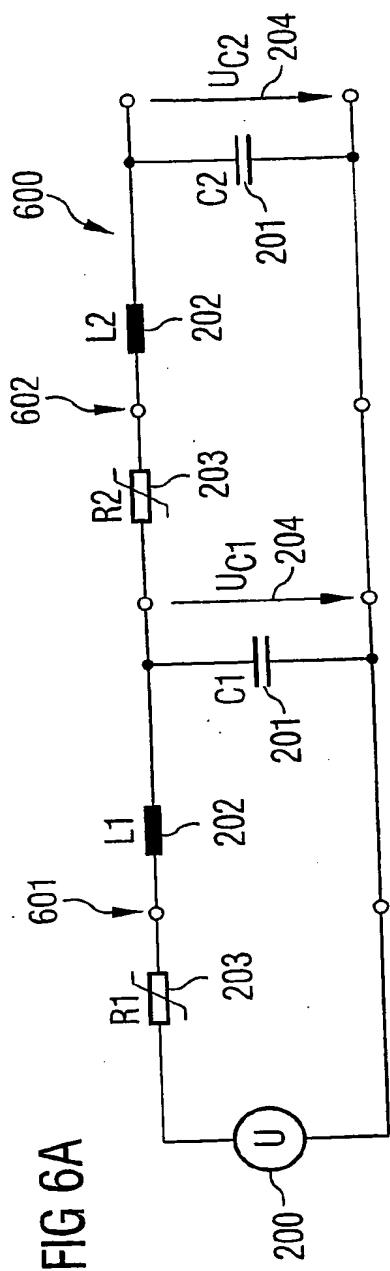
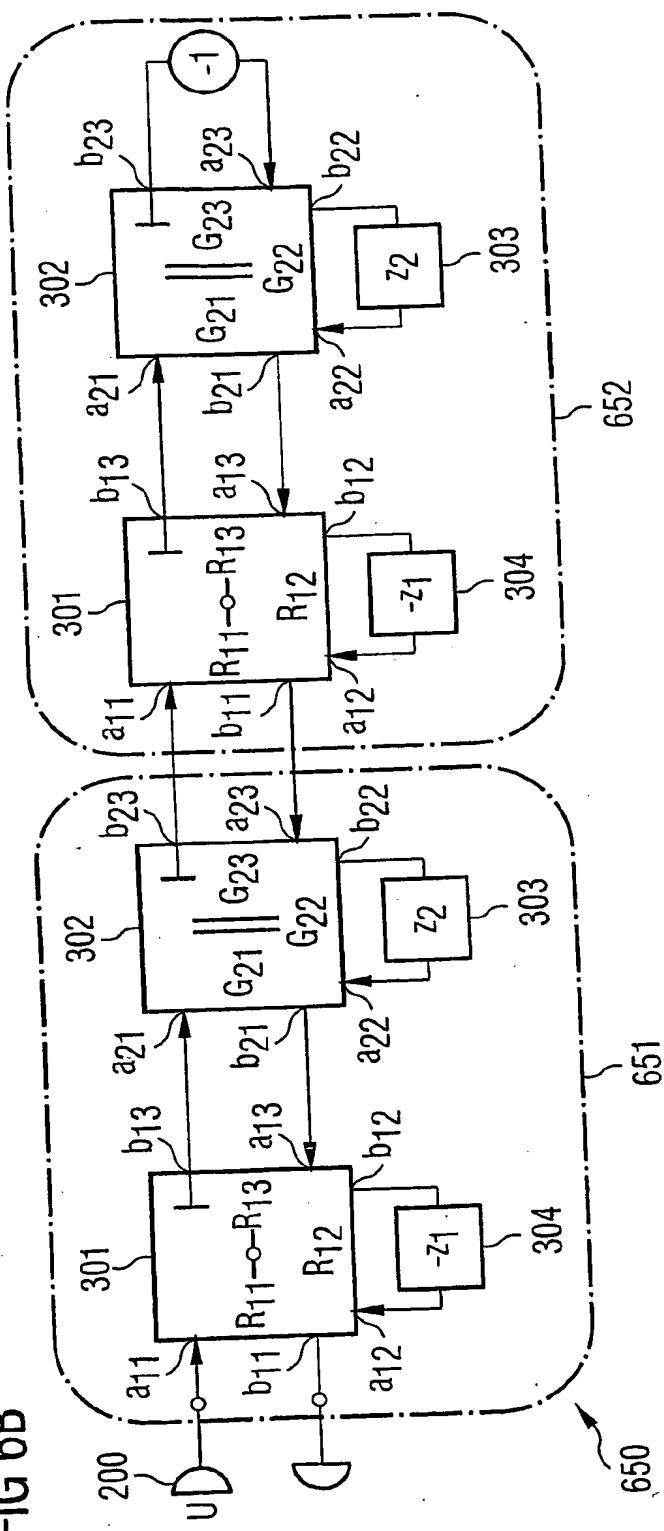


FIG 6B



5/8

FIG 7A

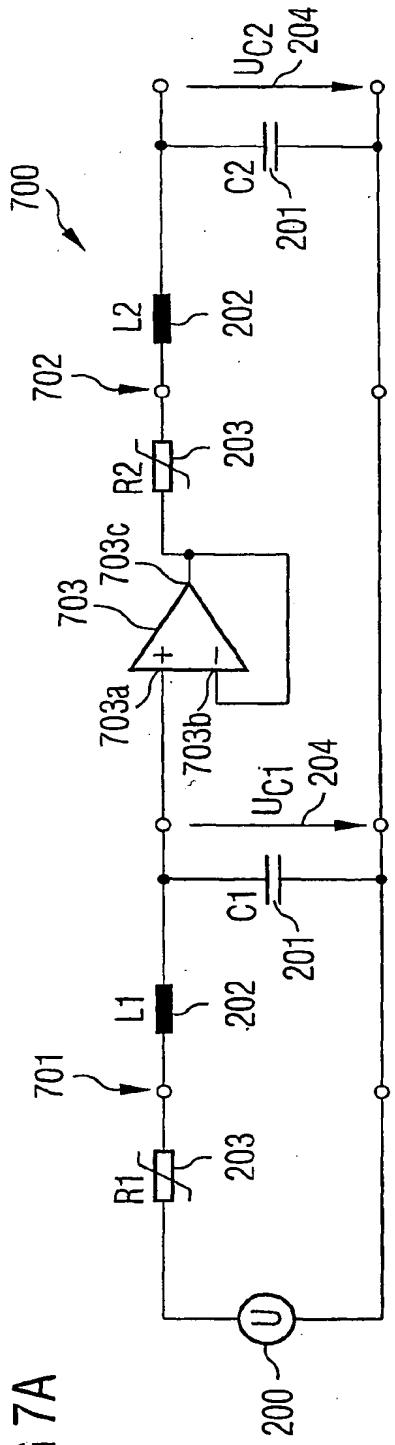
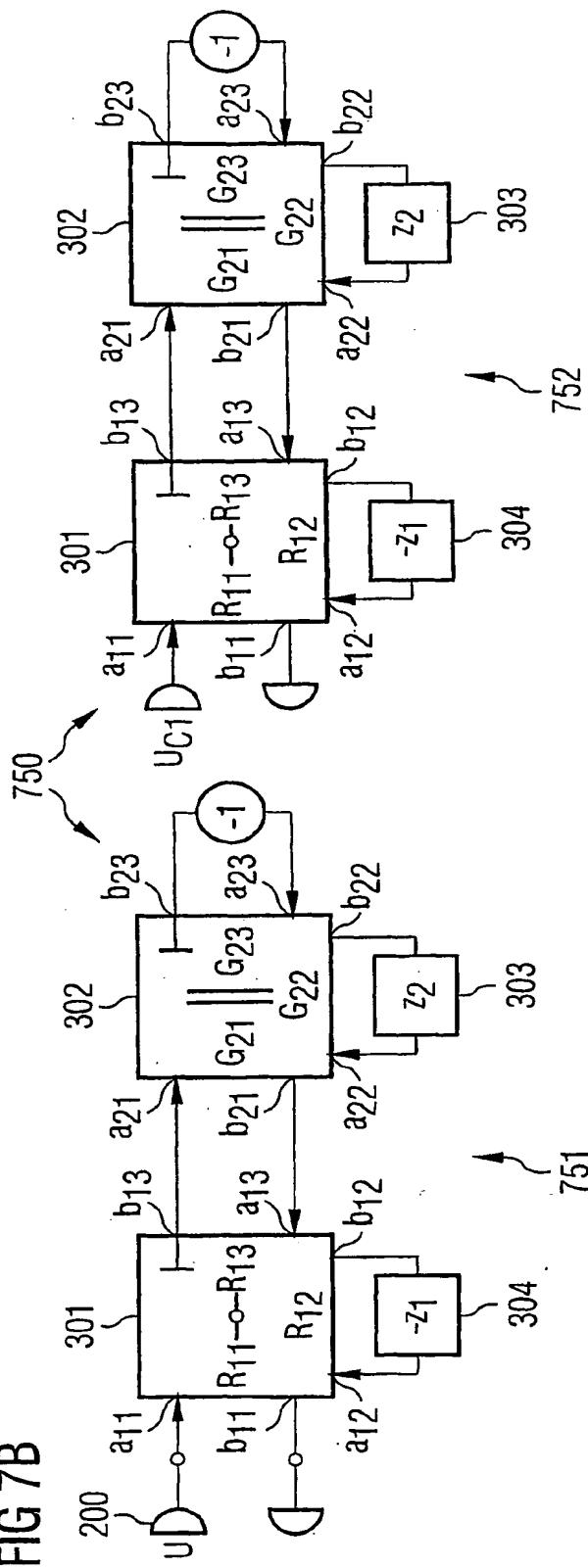
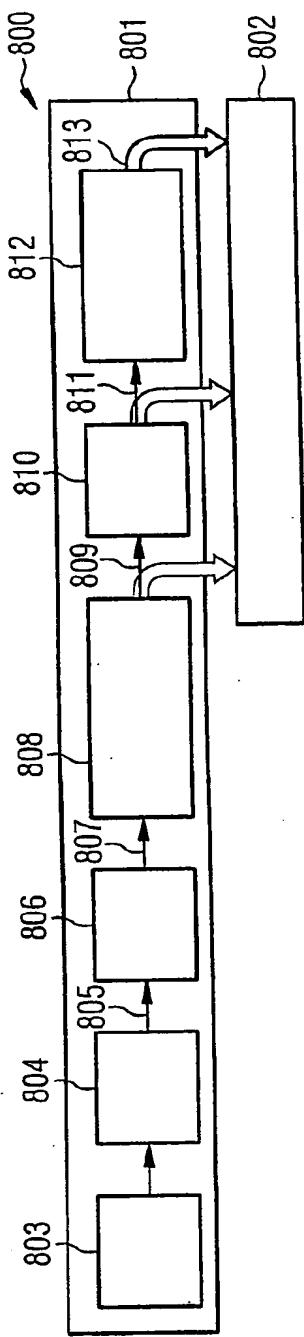


FIG 7B



8
FIG



9
FIG

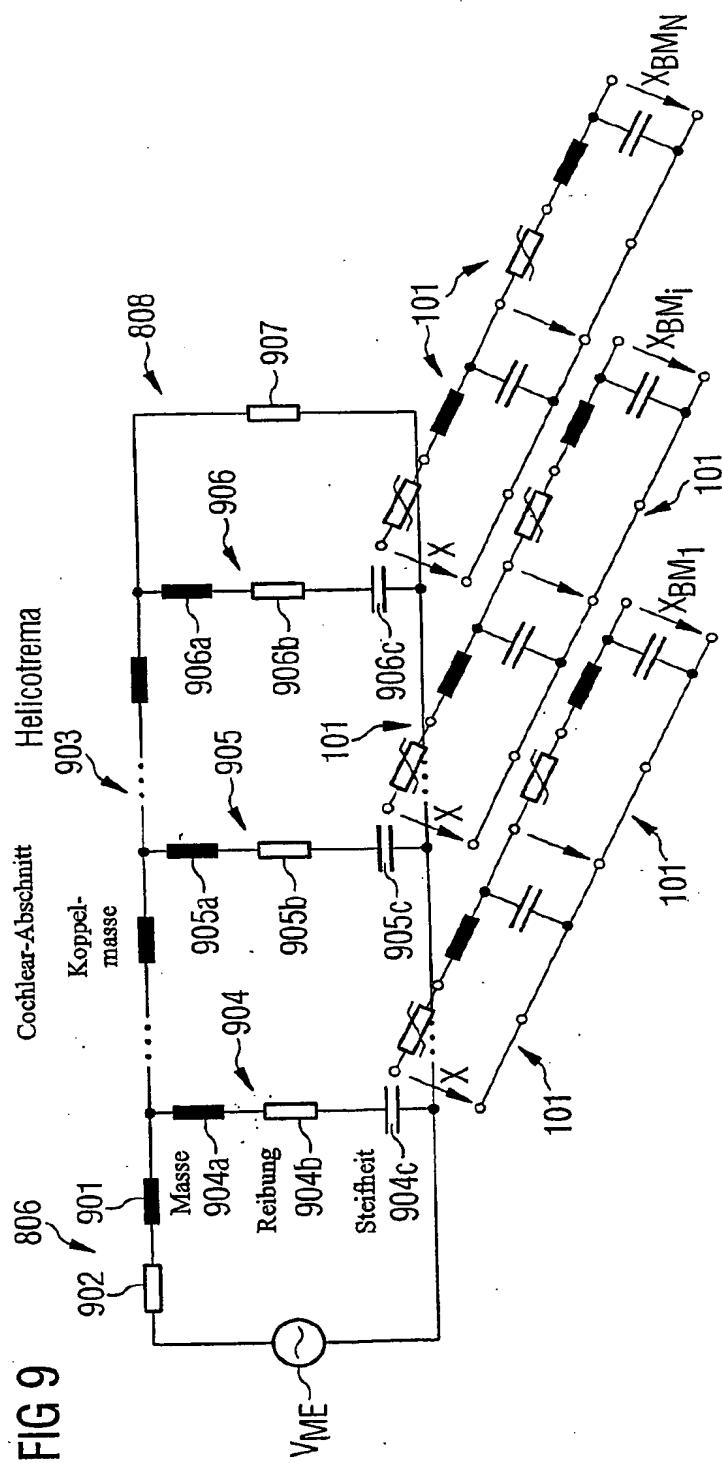


FIG 10

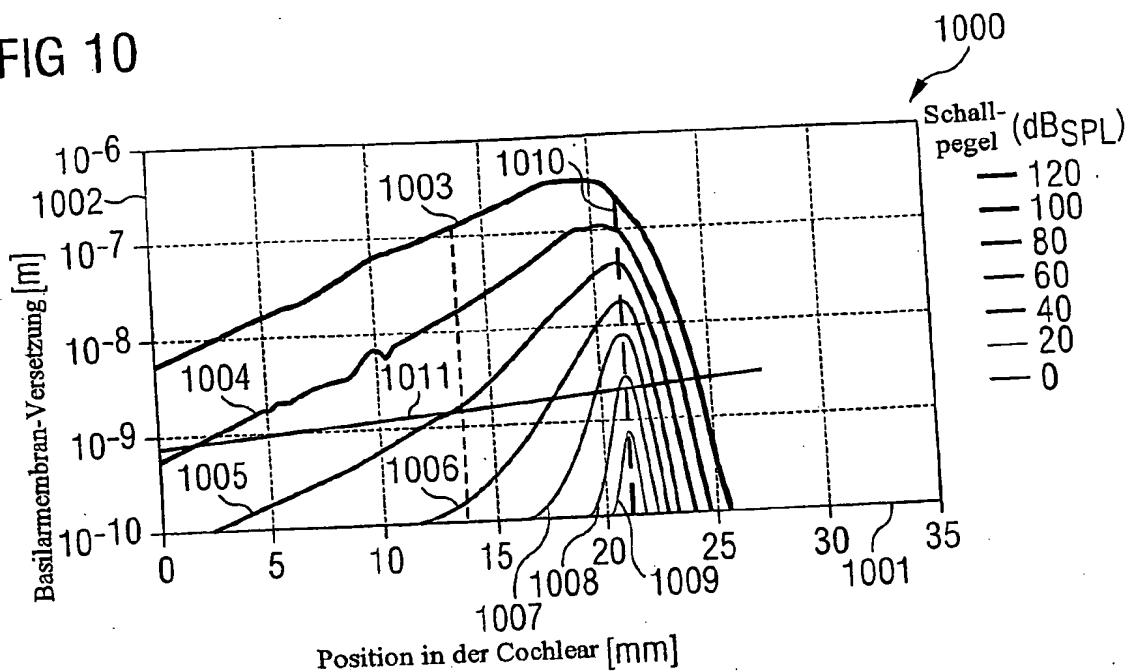
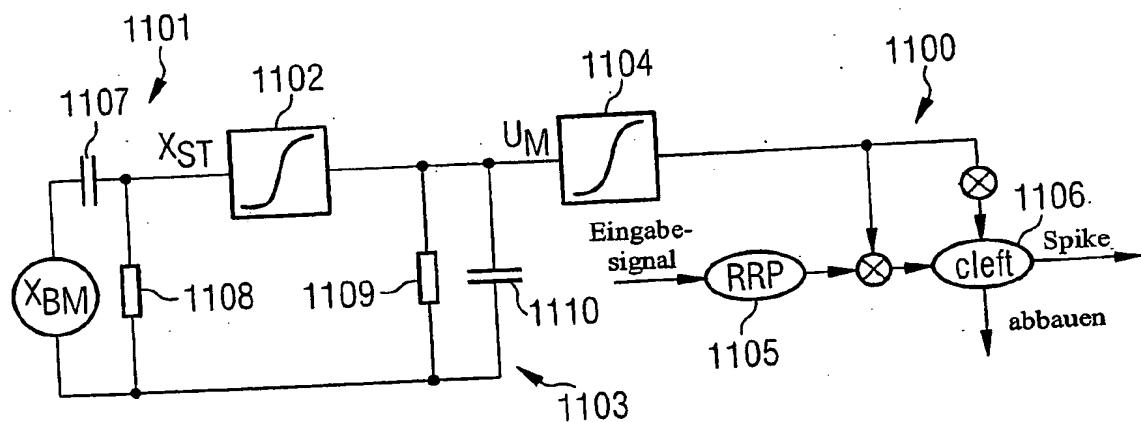


FIG 11



8/8

FIG 12

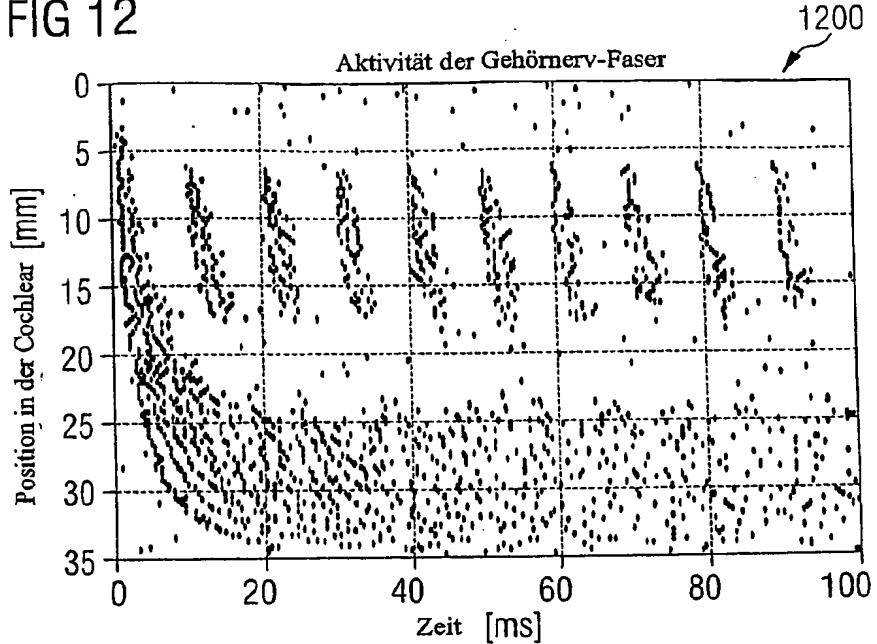


FIG 13

